

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
НАЦІОНАЛЬНИХ ТЕХНІЧНИХ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ
імені ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО»

**ОСНОВИ ЕЛЕКТРОТЕХНІКИ ТА ЕЛЕКТРОНІКИ:
ДЖЕРЕЛА ВТОРИННОГО ЕЛЕКТРОЖИВЛЕННЯ**

*Рекомендовано Методичною радою КПІ ім. Ігоря Сікорського
як навчальний посібник для студентів,
що навчаються за спеціальністю 144 «Теплоенергетика»*

**Київ
2020**

Основи електротехніки та електроніки: Джерела вторинного електроживлення [Електронний ресурс] : навч. посіб. для студентів спеціальності 144 «Теплоенергетика» / КПІ ім. Ігоря Сікорського; уклад. В.П. ГРУДСЬКА, О.М. СКРИННИК – Електронні текстові дані (1 файл: 4,38 Мбайт). – Київ : КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2020. – 120 с.

Гриф надано Методичною радою КПІ ім. Ігоря Сікорського (протокол № 07 від 27. 02. 2020 р.) за поданням Вченої ради факультету електроенерготехніки та автоматики (протокол №7 від 24.02. 2020 р.)

Електронне мережне навчальне видання

ОСНОВИ ЕЛЕКТРОТЕХНІКИ ТА ЕЛЕКТРОНІКИ: ДЖЕРЕЛА ВТОРИННОГО ЕЛЕКТРОЖИВЛЕННЯ

Укладачі	ГРУДСЬКА Валентина Павлівна, канд.техн.наук, доц. СКРИННИК Олексій Миколайович, асистент
Відповідальний редактор	СІЛЬВЕСТРОВ А.М., д-р. техн. наук., проф.
Рецензенти	НОВСЬКИЙ В.А., д-р. техн. наук., провідний співробітник відділу стабілізації параметрів електромагнітної енергії Інституту електродинаміки НАН України КИРИЛЕНКО В.М., канд.техн.наук, доц. каф. відновлюваних джерел енергії КПІ ім. Ігоря Сікорського

У посібнику викладено принцип роботи і основні характеристики поширених в інженерній практиці перетворювачів напруги: одно- і трифазних нерегульованих і регульованих випрямлячів та інверторів різного типу (ведених мережею, автономних інверторів напруги, струму, резонансних). Показано покращення якості їхньої напруги шляхом використання фільтрів різного типу. Розглянуто параметричний і компенсаційний способи стабілізації напруги.

Посібник призначений для студентів галузі знань 14 – «Електрична інженерія» спеціальності 144 – «Теплоенергетика» і доповнює лекційний матеріал при вивченні дисципліни «Основи електротехніки та електроніки».

© КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2020

Вступ

Для отримання електричної енергії потрібного виду часто доводиться перетворювати енергію змінного струму в енергію постійного струму (випрямлення) або енергію постійного струму – в енергію змінного струму (інвертування).

Пристрої, які здійснюють випрямлення, називають випрямлячами; пристрої, що виконують інвертування, – інверторами. Випрямлячі та інвертори є джерелами вторинного електроживлення (ДВЕ). Згідно Держстандарту України вони мають забезпечувати електроживленням самостійні прилади або окремі кола комплексу електронної апаратури. Сучасні ДВЕ – це доволі складні пристрої зі значною кількістю функціональних вузлів, призначених не тільки для перетворення енергії, але й для поліпшення її якості. Усі ДВЕ, які розглянуті у посібнику, побудовані з використанням електронних ключів: некерованих (діодів) і керованих (тиристорів). Назва «електронний ключ» обумовлена тим, що ці прилади можуть перебувати у двох станах: закритий (аналог розімкненому ключу) і відкритий (аналог замкненому ключу). Їх називають також електричними вентилями, оскільки вони проводять струм в одному напрямку.

Випрямлячі та інвертори є найбільш розповсюдженими пристроями промислової електроніки. На даний час вони складають 35-40% від загального обсягу електронної апаратури.

РОЗДІЛ 1. Загальні відомості про випрямні пристрої

1.1. Класифікація випрямлячів

1. В залежності від можливості керування, випрямлячі бувають керовані і некеровані. У некерованих напруга на виході має незмінне значення, а у

керованих значення напруги на виході можна змінювати у певних межах. Схеми некерованих випрямлячів будують на діодах; схеми керованих випрямлячів – на тиристорах або частково на діодах і тиристорах.

2. За кількістю фаз первинного джерела живлення (мережі змінного струму) випрямлячі розрізняються на однофазні і багатофазні (зазвичай трифазні). Зазначимо, що випрямлячі малої потужності, як правило однофазні; випрямлячі середньої і великої потужності – трифазні (за винятком транспортних).

Застосування багатофазних схем зменшує коефіцієнт пульсацій і завантаження вентилів струмом, а також збільшує частоту пульсацій випрямленої напруги, що полегшує задачу її згладжування. Разом з тим, існують споживачі постійного струму, які, з певних причин, отримують енергію від однофазних випрямлячів. Такі випрямлячі застосовують у залізничному транспорті на рухомому складі, який електрифіковано змінним струмом. Їх також використовують у деяких видах зварювальних пристроїв, електровібраторах тощо.

3. За формою випрямленої напруги однофазні випрямлячі поділяють на:

- однопівперіодні (вихідний струм проходить через навантаження протягом одного півперіода напруги живлення);
- двопівперіодні (вихідний струм проходить через навантаження протягом усього періоду напруги живлення).

1.2. Види навантаження

На роботу випрямлячів суттєво впливає характер навантаження, яке може бути: активним; активно-ємнісним; активно-індуктивним; із зустрічною ЕРС. Випрямлячі малої потужності зазвичай працюють на активне і активно-ємнісне навантаження, а середньої та великої потужності – на активно-індуктивне. Навантаження із зустрічною ЕРС

випрямляч має у тому випадку, коли він живить двигун постійного струму або використовується для зарядки акумуляторів. У подальшому для пояснення принципу роботи випрямлячів розглядатиметься випадок активного навантаження.

1.3. Структурна схема випрямляча

Сучасні напівпровідникові пристрої, особливо у мікроелектронному виконанні, вимагають високої якості електроенергії живлення. Якщо джерелом їх електроенергії є випрямляч, то він повинен відповідати досить жорстким вимогам, а саме мати високу стабільність постійної напруги на виході, а також мінімально можливий рівень її пульсацій. Для забезпечення вказаних вимог типовий випрямляючий пристрій являє собою сукупність функціональних вузлів, що виконують певні функції перетворення електричної енергії та поліпшення її якості.

Структурна схема однофазного випрямляючого пристрою зображена на рис. 1.1

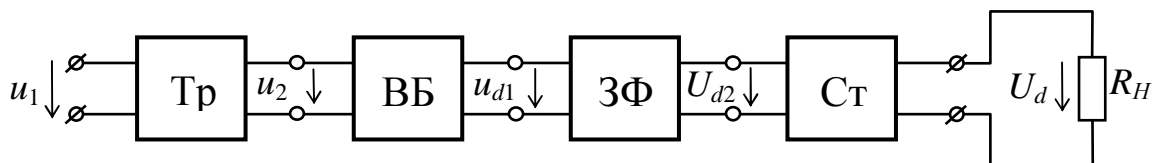


Рис. 1.1

На вхід випрямляча подається змінна напруга u_1 , яка за допомогою трансформатора Тр набуває необхідного значення u_2 . Змінна напруга u_2 вентильним блоком ВБ перетворюється на пульсуючу напругу u_{d1} , в якій окрім постійної складової присутня небажана змінна складова. Згладжувальний фільтр ЗФ придушує змінну складову і тим самим зменшує пульсації до необхідного рівня. З виходу фільтра згладжена

напруга U_{d2} подається на стабілізатор Ст, який забезпечує сталість напруги U_d на навантаженні у разі зміни величини випрямленої напруги або опору навантаження R_H .

В залежності від умов роботи і вимог до якості випрямленої напруги, той чи інший вузол випрямляючого пристрою може бути відсутнім. Наприклад, якщо напруга мережі відповідає необхідному значенню випрямленої напруги, то може бути відсутнім трансформатор, а в окремих випадках – стабілізатор постійної напруги.

1.4. Основні електричні параметри випрямлячів

2. Середнє значення випрямленої напруги U_d і випрямленого струму I_d

$$U_d = \frac{1}{T} \int_0^T u_d dt, \quad I_d = \frac{1}{T} \int_0^T i_d dt.$$

3. Амплітуда основної гармоніки випрямленої напруги $U_{m(осн)}$.

4. Коефіцієнт пульсацій випрямленої напруги

$$K_{II} = \frac{U_{m(осн)}}{U_d}.$$

5. Діючі значення струму і напруги первинної I_1 , U_1 та вторинної I_2 , U_2 обмоток трансформатора.

6. Потужність навантаження

$$P_H = I_d U_d.$$

7. Типова потужність трансформатора

$$S = 0,5(S_1 + S_2) = 0,5(U_1 I_1 + U_2 I_2).$$

8. Коефіцієнт корисної дії з

$$\eta = \frac{P_H}{P_H + P_{Tp} + P_V},$$

де P_{Tp} – втрати у трансформаторі; P_V – втрати у вентилях.

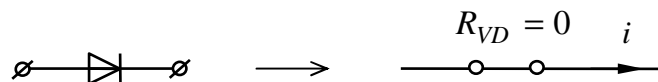
1.5. Методика аналізу процесів у випрямлячах

Аналіз процесів у випрямлячах зручно проводити у такій послідовності.

1. Визначити стан кожного вентиля – відкритий чи закритий.

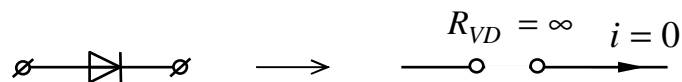
Доцільно зробити нижченаведені припущення.

- Опір відкритого вентиля нехтовно неістотно малий ($R_{VD} = 0$) і його можна розглядати як відрізок провідника



Напруга на відкритому вентилі $u_{VD} = R_{VD}i = 0$.

- Опір закритого вентиля нескінченно великий ($R_{VD} = \infty$) і його можна розглядати як місце розриву у вітці



- Перехід вентиля з одного стану в інший відбувається миттєво. За таких припущень вентиля аналогічні звичайним електричним ключам миттєвої дії.

2. У робочому контурі позначити напрямок струму, пам'ятаючи, що джерелом енергії в контурі є вторинна обмотка трансформатора.

3. Для робочого контуру скласти рівняння за другим законом Кірхгофа для миттєвих напруг на його елементах. Із складеного рівняння визначити миттєве значення випрямленої напруги u_d .

4. Знайти миттєве значення зворотної напруги U_{VD} на закритому вентилі. Для цього необхідно скласти рівняння за другим законом Кірхгофа для миттєвих напруг на елементах будь-якого контуру, що містить досліджуваний вентиль.

Далі необхідно встановити основні співвідношення між струмами і напругами в схемі. При розрахунках випрямлячів вихідними даними вважають середнє значення вихідної напруги U_d , діюче значення напруги мережі живлення U_1 (127 В, 220 В, 380 В), а також опір навантаження R_H , тому зв'язок між напругами і струмами слід знаходити відносно саме вказаних величин.

5. Встановити співвідношення між середнім значенням випрямленої напруги U_d і діючим значенням напруги на вторинній обмотці трансформатора U_2 , користуючись рівнянням, складеним у п.3.

Представити випрямлену напругу рядом Фур'є (доцільно звернутися до таблиці).

Обчислити коефіцієнт пульсацій:

$$K_{II} = \frac{U_{m(осн)}}{U_d}.$$

Розрахувати струм навантаження:

$$I_d = \frac{U_d}{R_H}.$$

6. Для вибору типу вентилів обчислити середнє значення струму I_{VD} , що проходить через кожен вентиль і максимальну зворотну напругу $U_{VD \max}$, прикладену до нього. Ця напруга легко визначається із виразу миттєвого значення, отриманого у п. 4.

7. Визначити для трансформатора такі величини:

- коефіцієнт трансформації $n = U_1/U_2$;
- діючі значення струмів I_2 і $I_1 = I_2/n$, що проходять в його обмотках;
- розрахункові потужності обмоток: $S_1 = U_1 I_1$, $S_2 = U_2 I_2$;
- типову потужність: $S_T = (S_1 + S_2)/2$.

РОЗДІЛ 2. Однофазні випрямлячі

2.1. Однофазний однопівперіодний випрямляч

Випрямляч складається з трансформатора, до вторинної обмотки якого послідовно підключені діод VD і навантаження R_H (рис. 2.1).

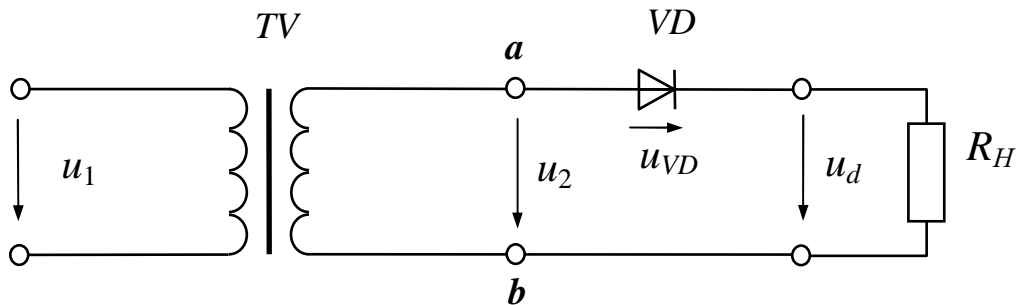


Рис 2.1

Роботу випрямляча розглядаємо за вищенаведеною методикою з використанням часових діаграм напруг і струмів (рис. 2.4).

Інтервал 0-1. На вхід трансформатора подається півхвиля додатної полярності синусоїдної напруги u_1 , яка з такою самою полярністю трансформується у вторинну обмотку (рис. 2.2).

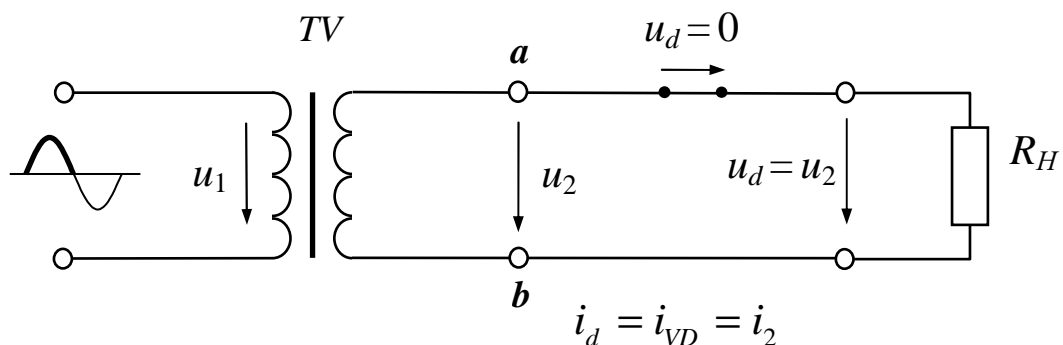


Рис 2.2

1. Стан діода: VD відкритий, оскільки потенціал анода вищий за потенціал катода ($\varphi_a > \varphi_b$).

2. Робочий контур і напрямок струму в ньому показані на рис. 2.2.

3. Рівняння за другим законом Кірхгофа для робочого контуру:

$$u_d - u_2 = 0, \text{ звідки } u_d = u_2.$$

4. Внаслідок відкритого стану діода $u_{VD} = 0$.

Інтервал 1-2. На вході трансформатора діє півхвиля від'ємної полярності синусоїдної напруги u_1 (рис. 2.3)

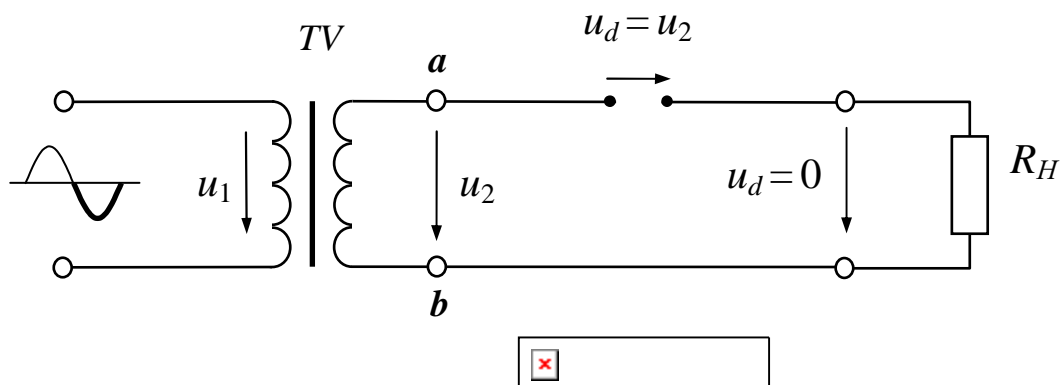


Рис. 2.3

Стан діода: VD закритий, оскільки потенціал катода більший за потенціал анода $\varphi_a > \varphi_b$.

1. Закритий діод аналогічний розриву вітки, тому навантаження R_H відключене від трансформатора (рис. 2.3).

2. Вихідна напруга $u_d = R_H i_d = 0$.

3. Напруга на закритому діоді VD визначається за другим законом Кірхгофа: $u_{VD} + u_d - u_2 = 0$, звідки $u_{VD} = u_2 - u_d = u_2$.

Далі процеси повторюються.

Висновки.

- На виході випрямляча діє однополярна пульсуюча напруга u_d , яка формується з додатних півхвиль вторинної напруги трансформатора.
- Напруга на закритому діоді представляє собою від'ємну півхвилю вторинної напруги трансформатора.

Графіки усіх напруг та струмів зображені на рис.2.4.

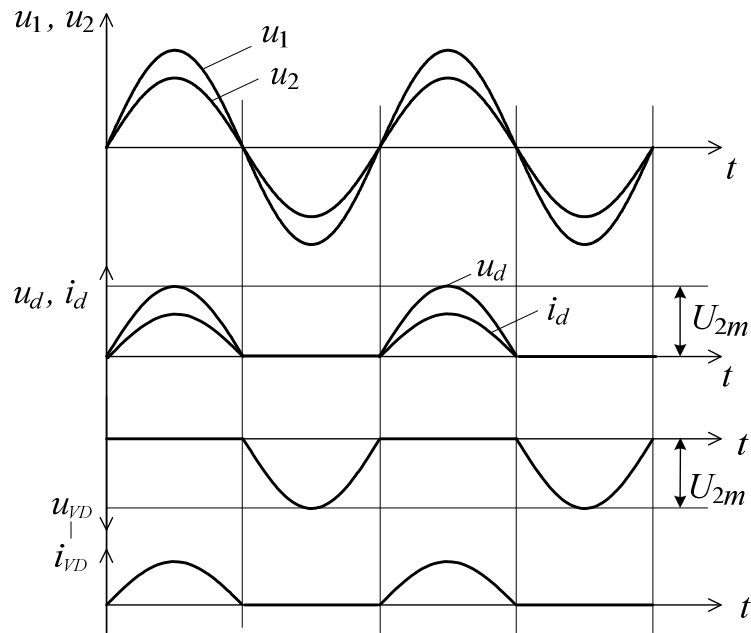


Рис. 2.4

4. Зв'язок між середнім значенням випрямленої напруги U_d і діючим значенням вторинної напруги трансформатора U_2 встановлюється за кривою u_d на рис. 2.4

$$U_d = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi u_2 d\omega t = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi U_{2m} \sin \omega t d\omega t = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \sqrt{2} U_2 \sin \omega t d\omega t = \frac{\sqrt{2} U_2}{\pi} \approx 0,45 U_2,$$

звідки $U_2 = \frac{\pi}{\sqrt{2}} U_d \approx 2,22 U_d$

Крива випрямленої напруги u_d зображується рядом Фур'є, в якому основна гармоніка пульсації має таку саму частоту ω , як і частота мережі живлення

$$u_d = U_d \left(1 + \frac{\pi}{2} \cos \omega t + \frac{2}{3} \cos 2\omega t - \frac{2}{15} \cos 4\omega t + \dots \right).$$

Коефіцієнт пульсацій : $K_{II} = \frac{\pi}{2} = 1,57$.

Середнє значення струму через навантаження $I_d = I_{VD} = \frac{U_d}{R_H}$.

5. Середній струм навантаження I_d являє собою прямий (анодний) струм через діод, тому

$$I_{VD} = I_d = \frac{U_d}{R_H} = \frac{0.45 \cdot U_2}{R_d}.$$

Максимальна зворотна напруга на діоді, як видно з рис.2.4, дорівнює амплітуді вторинної напруги трансформатора:

$$U_{VD\max} = U_{2m} = \sqrt{2}U_2.$$

6. Струм вторинної обмотки трансформатора також являє собою струм навантаження $i_2 = i_d$, його діюче значення визначається за формулою

$$I_2 = \frac{U_2}{R_H} = \frac{P}{\sqrt{2}R_H} \cdot U_d = 1.57I_d.$$

Струм I_1 первинної обмотки трансформатора зв'язаний зі струмом I_2 коефіцієнтом трансформації $n = U_1/U_2$:

$$I_1 = \frac{1}{n} \cdot I_2.$$

Розрахункові потужності обмоток трансформатора без значної похибки можна вважати приблизно однаковими:

$$S_1 = S_2 = U_2 I_2 = 2.22U_d \cdot 1.57I_d = 3.5P_d.$$

Типова потужність трансформатора

$$S = (S_1 + S_2) / 2 = 3.5P_d.$$

Основними перевагами випрямляча є його виняткова простота та надійність.

Недоліки такої схеми:

- малі значення випрямленої напруги U_d і струму I_d ;
- великий коефіцієнт пульсацій;
- низький ККД внаслідок вимушеного підмагнічування осердя трансформатора постійною складовою струму i_2 .

Розглянутий випрямляч використовують, як правило, для живлення високоомних пристроїв, наприклад, електронно-променевих трубок потужністю 10-15 Вт.

2.2. Однофазний двопівперіодний випрямляч з нульовим виводом трансформатора

Схема випрямляча показана на рис.2.5. Необхідним елементом випрямляча є силовий трансформатор з двома однаковими вторинними обмотками. Вони з'єднані так, що однакові за величиною напруги u'_2 і u''_2 на їх виводах зсунуті за фазою на кут 180° відносно спільної (нульової) точки.

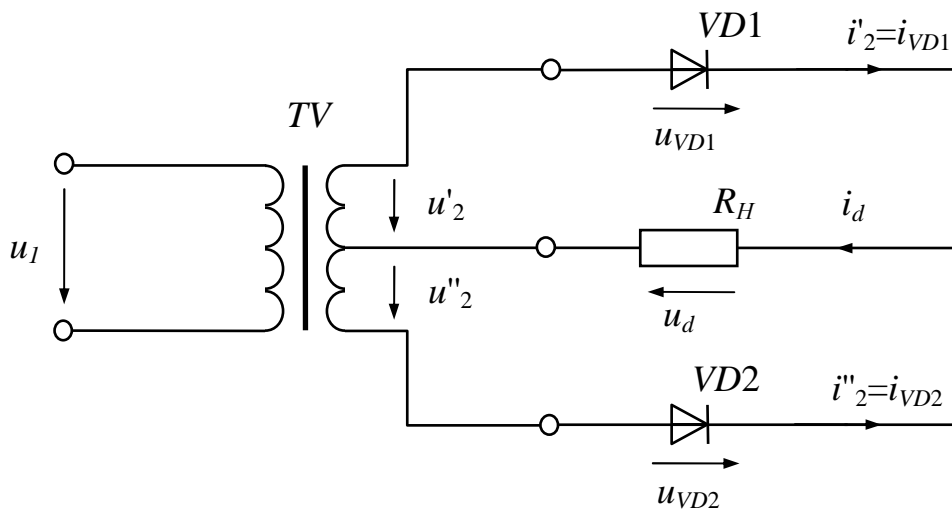


Рис.2.5

Вторинні обмотки трансформатора підключені до анодів діодів $VD1$ і $VD2$. Вихідна напруга U_d знімається між нульовою точкою трансформатора і точкою з'єднання катодів.

Принцип дії схеми розглянемо за вищенаведеною методикою з використанням часових діаграм напруг і струмів, зображених на рис. 2.8.

Інтервал 0-1. На вхід трансформатора подана додатна півхвиля синусоїдної напруги u_1 , яка трансформується у вторинні обмотки з полярністю, показаною на рис.2.6.

1. Стан діодів: $VD1$ – відкритий (потенціал "+" на аноді), $VD2$ – закритий (потенціал "-" на аноді). Відкритий діод $VD1$ підключає навантаження R_H до верхньої вторинної обмотки.

2. Робочий контур і напрямок струму в ньому показані на рис.2.6 жирною лінією.

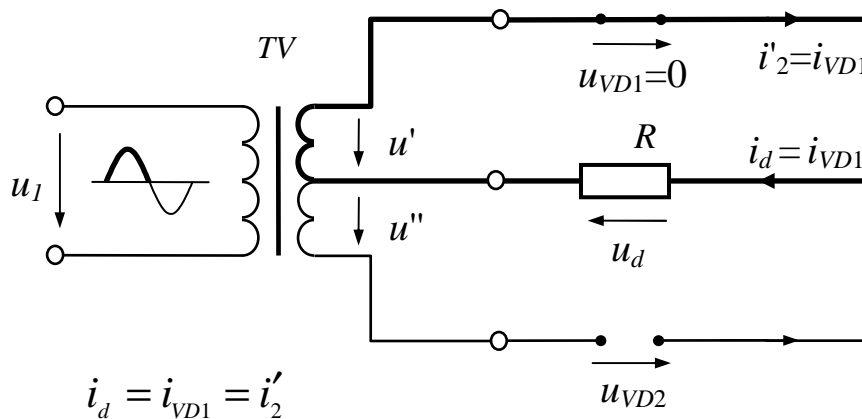


Рис.2.6

3. Рівняння за другим законом Кірхгофа для робочого контуру

$$u_d - u'_2 = 0, \quad \text{звідки } u_d = u'_2.$$

4. Закритий діод VD2 входить до контуру: VD2–VD1–верхня вторинна обмотка–нижня вторинна обмотка–VD2.

Рівняння для напруг на елементах зазначеного контуру

$$u_{VD2} + u'_2 + u''_2 = 0, \quad \text{звідки } u_{VD2} = -(u'_2 + u''_2).$$

Інтервал 1-2. На вхід трансформатора подана півхвиля від'ємної полярності синусоїдної напруги u_1 . Напруги u'_2 і u''_2 на вторинних обмотках змінюють свою полярність на протилежну (рис.2.7).

1. Стан діодів: VD1 – закритий (потенціал ”–” на аноді), VD2 – відкритий (потенціал ”+” на аноді). Відкритий діод VD2 підключає навантаження R_H до нижньої вторинної обмотки трансформатора.

2. Робочий контур і напрямок струму в ньому показані на рис.2.7.

Слід відмітити, що на навантаженні R_H струм i_d і напруга u_d зберігають такий самий напрямок, як в інтервалі 0-1.

3. Рівняння за другим законом Кірхгофа для робочого контуру

$$u_d - u''_2 = 0, \quad \text{звідки } u_d = u''_2.$$

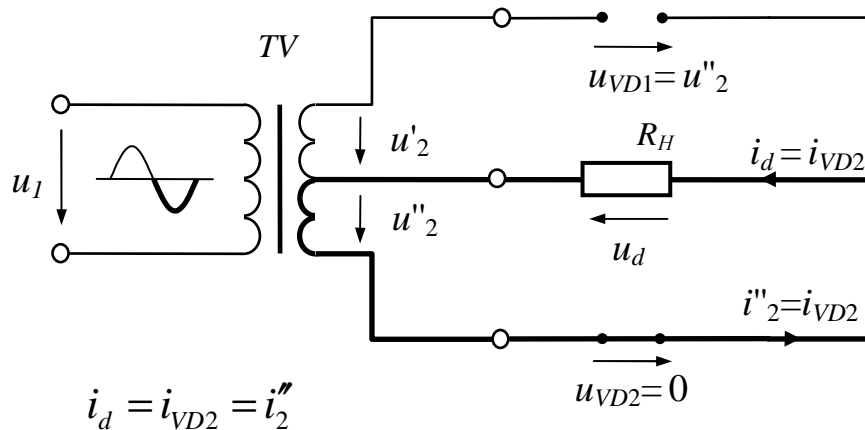


Рис.2.7

4. Закритий діод $VD1$ входить до контуру: $VD1$ – $VD2$ –нижня вторинна обмотка–верхня вторинна обмотка– $VD1$. Рівняння для напруг на елементах зазначеного контуру

$$u_{VD1} + u'_2 + u''_2 = 0, \text{ звідки } u_{VD1} = -(u'_2 + u''_2).$$

Далі процеси повторюються: по черзі працюють діоди $VD1$ і $VD2$.

Висновки

- На виході випрямляча діє однополярна пульсуюча напруга u_d , яка формується з півхвиль додатної полярності вторинних напруг трансформатора u'_2 і u''_2 .
- Напруга на закритому діоді являє собою півхвилю від'ємної полярності подвоєної вторинної напруги трансформатора.

Графіки усіх струмів і напруг показані на рис. 2.8.

5. Співвідношення між середнім значенням випрямленої напруги U_d і діючим значенням вторинної напруги U_2 визначається за кривою u_d , як середнє за півперіод значення напруги u_2 рис. 2.8

$$U_d = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} u_2 d\varphi = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} U_{2m} \sin \varphi d\varphi = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \sqrt{2} U_2 \sin \varphi d\varphi = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_2 \approx 0,9 U_2,$$

$$\text{звідки } U_2 = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} U_d \approx 1,11 U_d.$$

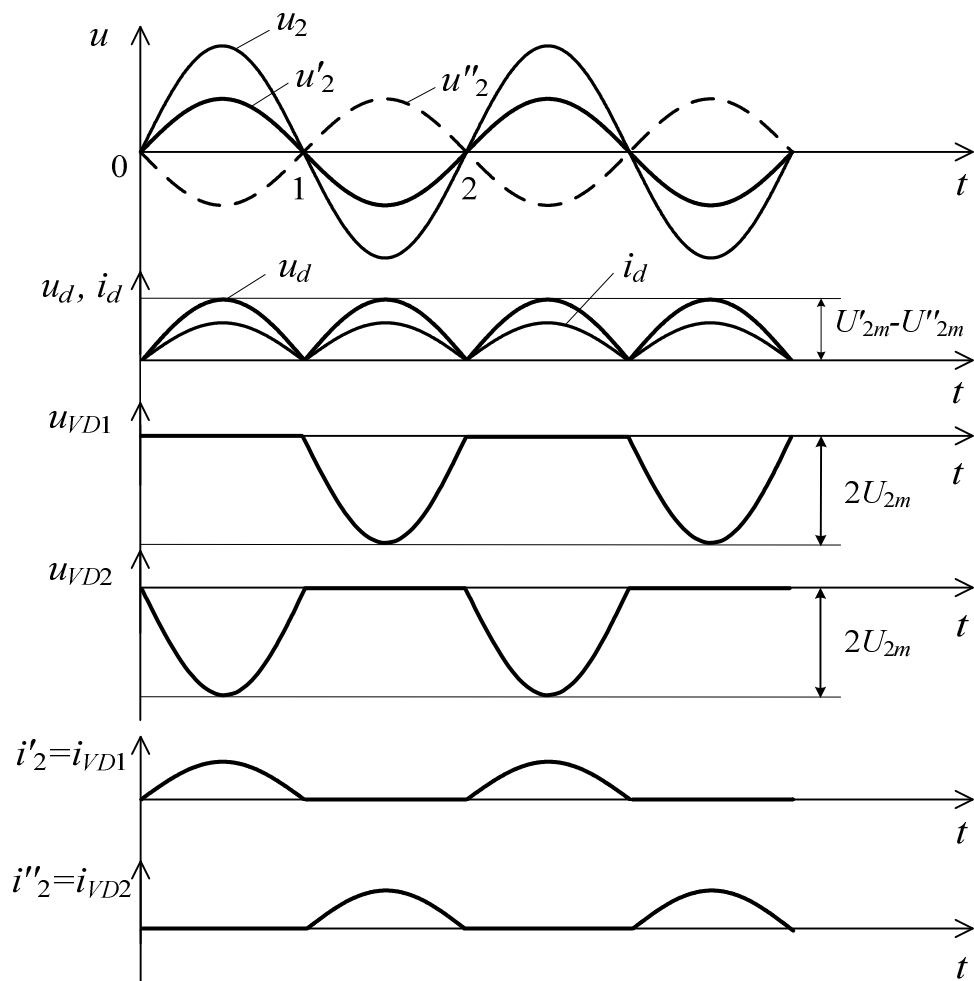


Рис.2.7

Крива випрямленої напруги u_d зображується рядом Фур'є, в якому основна гармонійна складова має подвоєну частоту 2ω відносно частоти мережі живлення

$$u_d = U_d \left(1 + \frac{2}{3} \cos 2\pi t - \frac{2}{15} \cos 4\pi t + \frac{2}{35} \cos 6\pi t - \dots \right).$$

Коефіцієнт пульсацій

$$K_{II} = \frac{U_{m(осн)}}{U_d} = \frac{2}{3} = 0,67.$$

Струм навантаження

$$I_d = \frac{U_d}{R_n}.$$

6. Середнє значення анодного струму діода $I_{VD} = \frac{I_d}{2}$, оскільки діоди працюють по черзі.

Максимальна зворотна напруга на діоді, як видно з рис. 2.8, дорівнює подвоєній амплітуді вторинної напруги трансформатора:

$$U_{VD\max} = 2U_{2m} = 2\sqrt{2}U_2 = pU_d.$$

7. Струм кожної вторинної обмотки трансформатора визначається анодним струмом відповідного діода ($i'_2 = i_{VD1}$, $i''_2 = i_{VD2}$), тому він пульсуючий. Розрахунок діючого значення I_2 проводимо за кривою i_{VD1} або i_{VD2} за відомою формулою для діючого значення струму:

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{2p} \int_0^p i_2^2 d\omega} = \frac{p}{4} I_d.$$

Амплітуда струму I_{2m} у вторинному колі

$$I_{2m} = I_{Vm} = \frac{U_{2m}}{R_H} = \frac{p}{2} I_d.$$

Струм i_1 у первинній обмотці трансформатора має синусоїдну форму і для кожного півперіода визначається струмом вторинної обмотки з урахуванням коефіцієнта трансформації $n = \frac{U_1}{U_2}$. Діюче значення цього струму

$$I_1 = I_2 \cdot \frac{1}{n} = \frac{I_{2m}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{1}{n} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \cdot \frac{1}{n} I_d.$$

Розрахункові потужності обмоток

$$S_1 = U_1 I_1 = 1,23 U_d I_d = 1,23 P_d,$$

$$S_2 = 2U_2 I_2 = 1,74 P_d.$$

Типова потужність трансформатора

$$S_T = (S_1 + S_2)/2 = 1,48 P_d.$$

Порівняно зі схемою однофазного однопівперіодного випрямляча розглянута схема має такі **переваги**:

- вдвічі більше значення U_d ;
- менший коефіцієнт пульсацій;
- більший ККД, оскільки немає вимушеного підмагнічування трансформатора;

і такі **недоліки**:

- складний трансформатор, з двома вторинними обмотками і додатковим виводом їх спільної точки;
- вдвічі більша напруга на закритому вентилі;
- більші габарити, масу, вартість внаслідок громіздкого трансформатора.

2.3. Однофазний мостовий випрямляч

До складу такого випрямляча входять силовий трансформатор з однією вторинною обмоткою і чотири діоди, з'єднані за мостовою схемою (рис. 2.9).

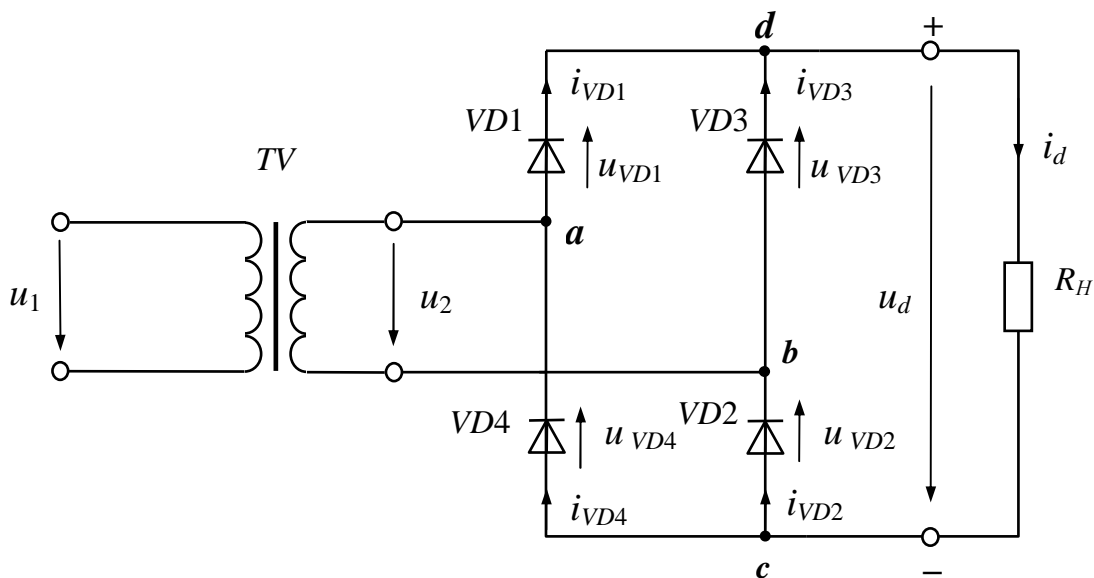


Рис.2.9

На одну діагональ мосту (точки $a-b$) подається змінна напруга u_2 , з другої діагоналі (точки $c-d$) знімається випрямлена напруга U_d .

Інтервал 0-1. На вхід трансформатора подана додатна півхвиля синусоїдної напруги u_1 , яка з такою самою полярністю трансформується у вторинну обмотку. Відповідно потенціал точки **a** вищий за потенціал точки **b** (рис. 2.10).

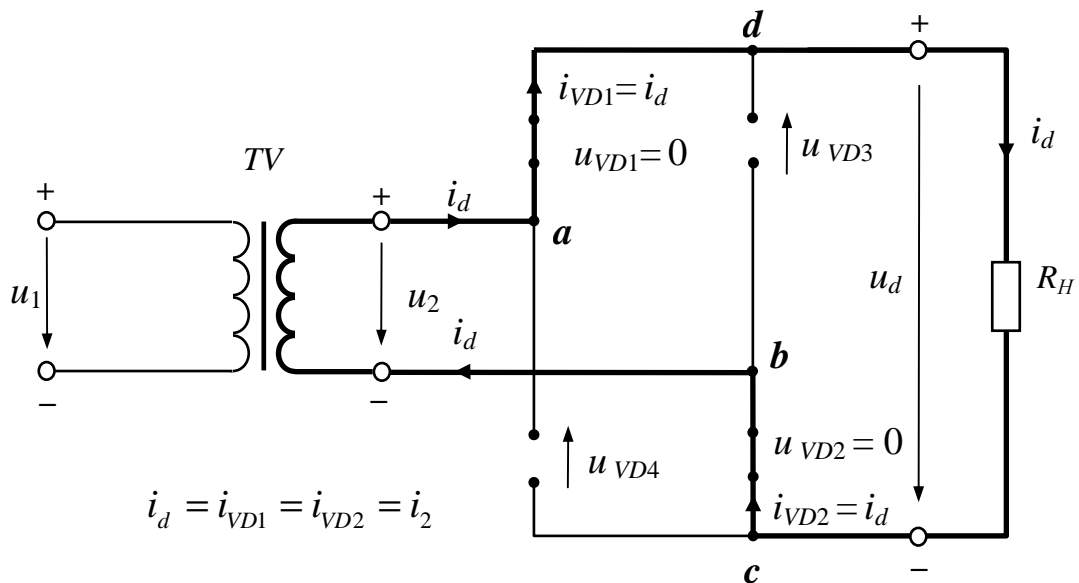


Рис.2.10

1. Стан діодів, з'єднаних у точці **a**: $VD1$ відкритий (потенціал «+» на аноді), $VD4$ закритий (потенціал «+» на катоді);
стан діодів, з'єднаних у точці **b**: $VD2$ відкритий (потенціал «-» на катоді), $VD3$ закритий (потенціал «-» на аноді).
2. Робочий контур і напрямок струму в ньому показані на рис.2.10.
3. Рівняння за другим законом Кірхгофа для робочого контуру

$$u_d - u_2 = 0, \text{ звідки } u_d = u_2.$$

4. Закритий діод $VD3$ входить до контуру: $VD3$ – $VD1$ –вторинна обмотка трансформатора– $VD3$.

Рівняння для напруг на елементах зазначеного контуру:

$$u_{VD3} + u_2 = 0, \text{ звідки } u_{VD3} = -u_2.$$

Закритий діод $VD4$ входить до контуру: $VD4$ –вторинна обмотка трансформатора– $VD2$ – $VD4$.

Рівняння для напруг на елементах зазначеного контура

$$u_{VD3} + u_2 = 0, \text{ звідки } u_{VD3} = -u_2.$$

Інтервал 1-2. На вхід трансформатора подана півхвиля від'ємної полярності синусоїдної напруги u_1 , і знак потенціалів точок **a**, **b** змінюється на протилежний.

1. Стан діодів, з'єднаних у точці **a**: $VD1$ закритий (потенціал «-» на аноді), $VD4$ відкритий (потенціал «-» на катоді);
стан діодів, з'єднаних у точці **b**: $VD2$ закритий (потенціал «+» на катоді), $VD3$ відкритий (потенціал «+» на аноді).
2. Робочий контур і напрямок струму в ньому показаний на рис.2.11.

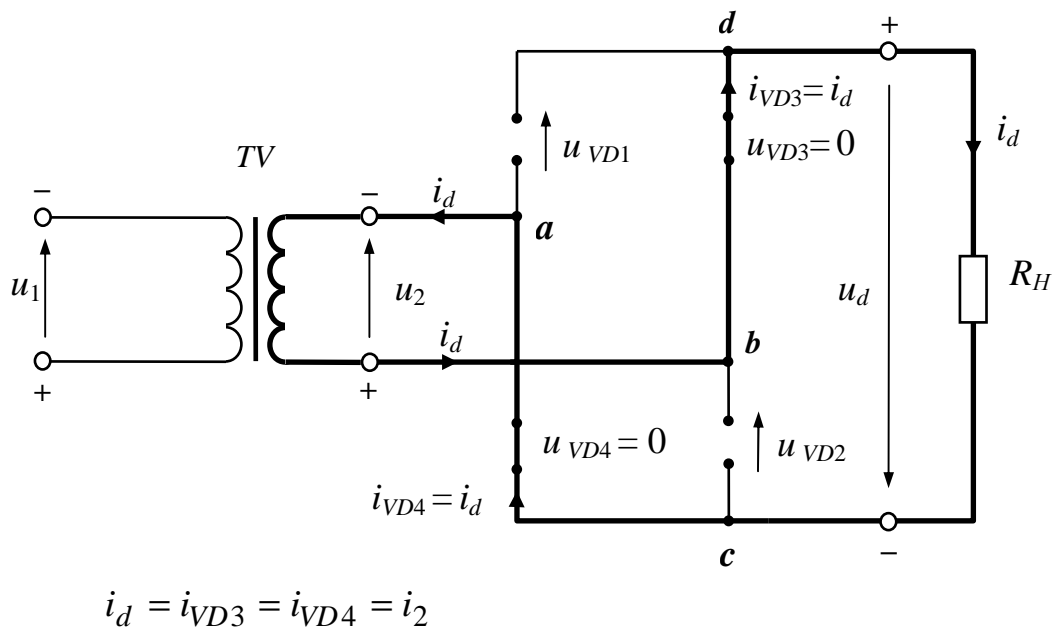


Рис.2.11

Слід відмітити, що завдяки мостовому з'єднанню діодів струм i_d і напруга u_d на навантаженні зберігають такий самий напрямок, як в попередньому інтервалі 0-1.

3. Рівняння за другим законом Кірхгофа для робочого контуру:

$$u_d + u_2 = 0, \text{ звідки } u_d = -u_2.$$

4. Закритий діод $VD1$ входить до контуру: $VD1$ – $VD3$ –вторинна обмотка трансформатора– $VD1$.

Рівняння для напруг на елементах зазначеного контуру

$$u_{VD1} - u_2 = 0, \text{ звідки } u_{VD1} = u_2.$$

Закритий діод $VD2$ входить до контуру: $VD2$ –вторинна обмотка трансформатора– $VD4$ – $VD2$.

Рівняння для напруг у цьому контурі

$$u_{VD2} - u_2 = 0, \text{ звідки } u_{VD2} = u_2.$$

Далі процеси повторюються: по черзі працюють пари діодів $VD1$ – $VD2$ та $VD3$ – $VD4$.

Часові діаграми струмів і напруг у мостовій схемі показані на рис.2.12.

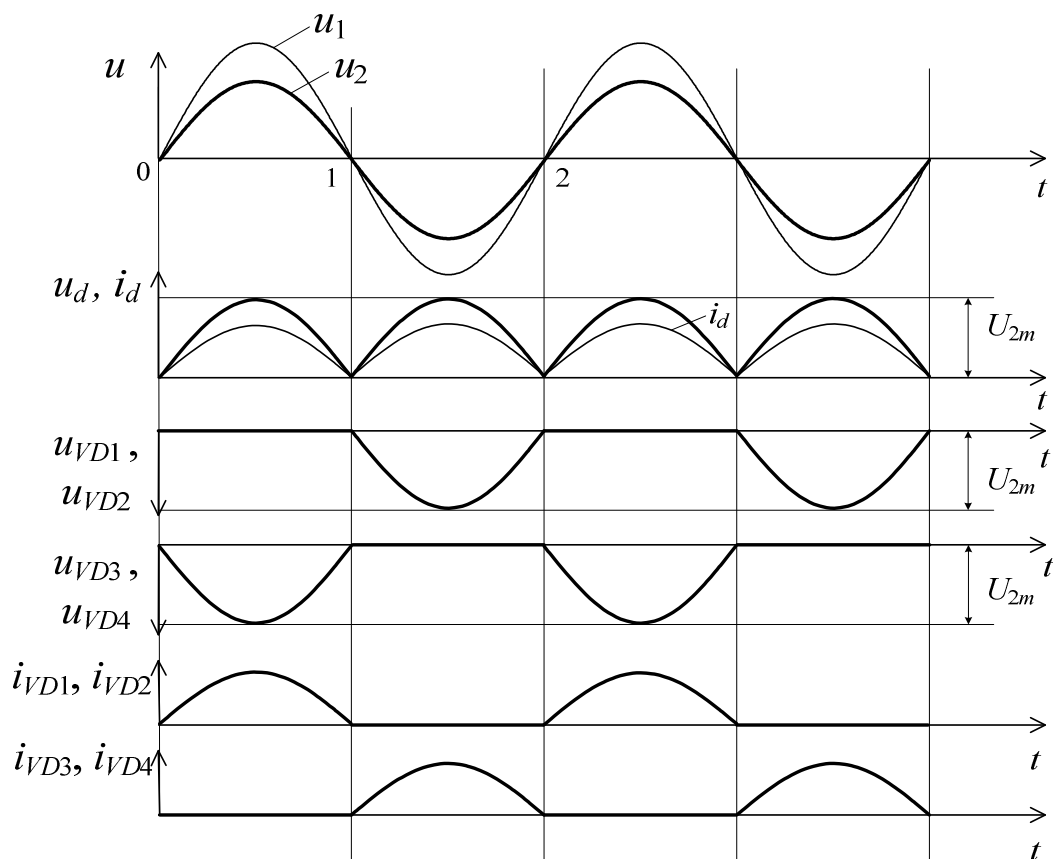


Рис.2.12

Висновки:

- На виході випрямляча діє однополярна пульсуюча напруга u_d , яка формується з півхвиль додатної полярності вторинної напруги трансформатора.
- Напруга на закритому діоді являє собою півхвилю від'ємної полярності вторинної напруги трансформатора.

Зв'язок між середнім значенням випрямленої напруги U_d і діючим значенням вторинної напруги трансформатора U_2 встановлюється за кривою u_d на рис.2.12.

$$U_d = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} U_{2m} \sin \varphi d\varphi = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \sqrt{2} U_2 \sin \varphi d\varphi = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_2 = 0,9U,$$

звідки $U_2 = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} U_d = 1,11 U_d.$

Крива випрямленої напруги u_d зображується рядом Фур'є, в якому основна гармоніка пульсацій має подвоєну частоту відносно частоти живлення

$$u_d = U_d \left(1 + \frac{2}{3} \cos 2\varphi - \frac{2}{15} \cos 4\varphi + \dots \right).$$

Коефіцієнт пульсацій

$$K_{\Pi} = \frac{U_{d(осн)}}{U_d} = \frac{2}{3} = 0,67.$$

Струм навантаження

$$I_d = \frac{U_d}{R_n}.$$

5. Середнє значення анодного струму діода $I_{VD} = \frac{I_d}{2}$, оскільки струм навантаження розподіляється порівну між парами діодів VD1–VD2 та VD3–VD4.

Максимальна зворотна напруга на діоді, як видно з рис.2.12, дорівнює амплітуді вторинної напруги трансформатора

$$U_{VD \max} = U_{2m} = \sqrt{2} U_2 = \frac{\pi}{2} U_d.$$

6. Струм вторинної обмотки трансформатора на відміну від попередньої схеми не пульсуючий, а синусоїдний, тому його діюче значення I_2 обчислюється за формулою

$$I_2 = \frac{U_2}{R_n} = \frac{p}{2\sqrt{2}} \frac{U_d}{R_n} = \frac{p}{2\sqrt{2}} I_d.$$

Струм первинної обмотки трансформатора I_1 зв'язаний зі струмом I_2 коефіцієнтом трансформації $n = U_1 / U_2$

$$I_1 = \frac{1}{n} I_2 = \frac{p}{2\sqrt{2} \cdot n} I_d.$$

Розрахункова потужність первинної обмотки

$$S_1 = U_1 I_1 = n U_2 I_1 = n \frac{p}{2\sqrt{2}} U_d \cdot \frac{1}{n} \frac{p}{2\sqrt{2}} I_d = \frac{p^2}{8} U_d I_d = 1,23 P_d.$$

Розрахункова потужність вторинної обмотки

$$S_2 = U_2 I_2 = n U_2 I_1 = \frac{p}{2\sqrt{2}} U_d \cdot \frac{p}{2\sqrt{2}} I_d = \frac{p^2}{8} U_d I_d = 1,23 P_d.$$

Типова потужність трансформатора

$$S_T = (S_1 + S_2) / 2 = 1,23 \cdot P_d$$

Порівняно з однофазним двопівперіодним випрямлячем з виводом середньої (нульової) точки трансформатора, розглянута мостова схема має такі **переваги**:

- більш простий трансформатор, що покращує масогабаритні та вартісний показники;
- менша величина зворотної напруги, яку слід враховувати при виборі діодів;
- вищий ККД.

і такий **недолік**:

більша кількість діодів, що знижує надійність роботи.

РОЗДІЛ 3. ТРИФАЗНІ ВИПРЯМЛЯЧІ

Випрямлячі середньої та великої потужності у більшості трифазні. Існують два основних типи трифазних випрямлячів: з нульовим виводом і мостовий (схема Ларіонова). Трифазний випрямляч з нульовим виводом зазвичай живить пристрої в яких середнє значення випрямного струму досягає сотень ампер, а напруга – десятків кіловольт. Мостовий випрямляч, незважаючи на те, що містить вдвічі більше діодів, за всіма своїми показниками перевершує випрямляч з нульовим виводом і тому найбільш поширений.

3.1. Трифазний випрямляч з нульовим виводом

Схема такого випрямляча складається з трифазного трансформатора і трьох діодів. Первинні обмотки трансформатора можуть бути з'єднані як зіркою, так і трикутником; вторинні обмотки обов'язково повинні бути з'єднані зіркою. Аноди венти́лів підключені до виводів вторинних обмоток трансформатора, а їх катоди з'єднані у спільну точку. Навантаження R_H вмикається між нульовим виводом трансформатора і спільною точкою катодів (рис.3.1). За такого ввімкнення діод $VD1$ може проводити струм, коли фазна напруга $u_a > 0$, діод $VD2$ коли $u_b > 0$, діод $VD3$ – коли $u_c > 0$. Оскільки вторинні напруги трансформатора u_a , u_b , u_c утворюють трифазну систему, то існують інтервали часу, коли одразу на два діоди подається напруга додатної полярності. В цьому випадку відкритим буде той діод, у якого потенціал анода вищий.

Інтервал провідності кожного діода складає $2\pi/3$; відповідно за період напруги живлення відбувається три переключення (комутації) діодів, і крива випрямленої напруги за цей час має три пульсації.

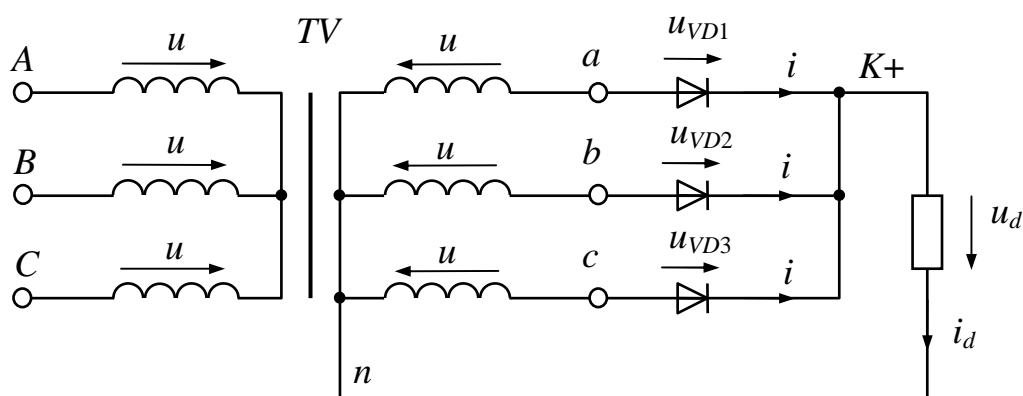


Рис.3.1

Роботу випрямляча розглянемо за допомогою часових діаграм, зображених на рис.3.3.

Інтервал 1-2

1. Стан діодів: відкритий діод $VD1$ ($u_a > u_b, u_c$), який підключає навантаження R_H до фази a трансформатора.

2. Робочий контур і напрямок струму в ньому показані на рис.3.2.

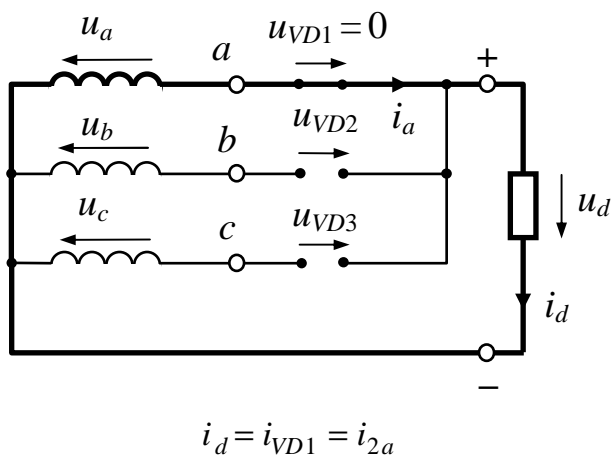


Рис.3.2

3. Рівняння за другим законом Кірхгофа для робочого контуру:

$$u_d - u_a = 0,$$

звідки $u_d = u_a$.

4. Форма кривої зворотної напруги u_{VD} однакова для всіх діодів схеми, тому достатньо розглянути її побудову на прикладі діода $VD1$. В

інтервалі 1-2 діод $VD1$ відкритий і тому $U_{VD1} = 0$.

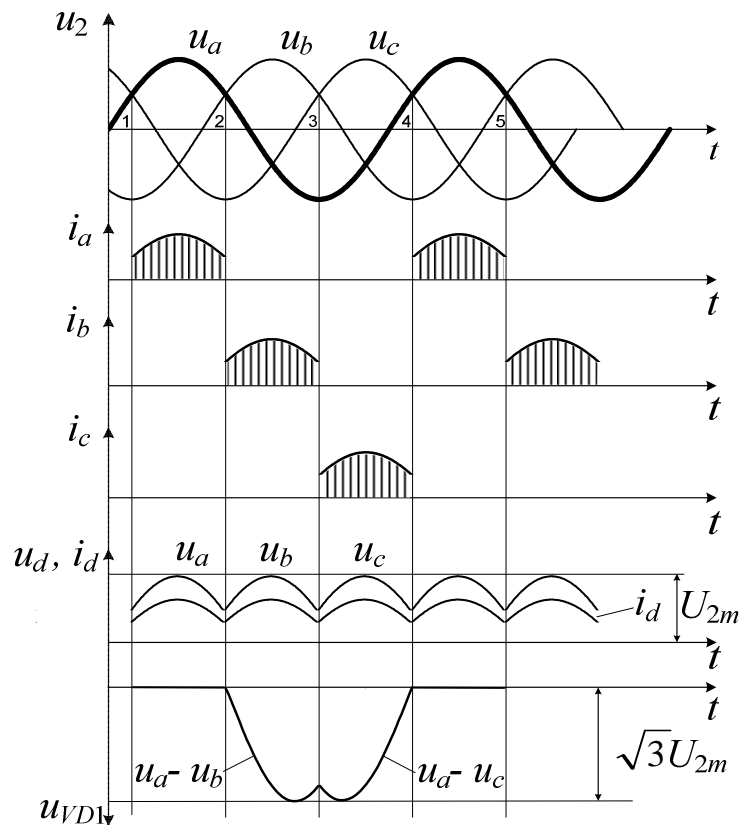


Рис.3.3

Інтервал 2-3

1. Стан діодів: відкритий діод $VD2$ ($u_b > u_a, u_c$), який підключає

навантаження R_H до фази b трансформатора.

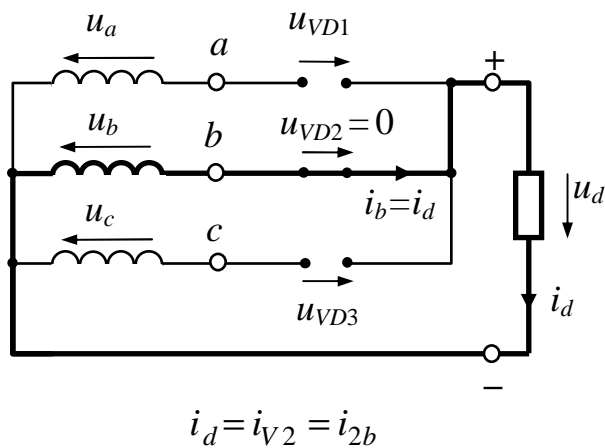


Рис.3.4

2. Робочий контур і напрямок струму в ньому показані на рис.3.4.

3. Рівняння за другим законом Кірхгофа для робочого контуру:

$$u_d - u_b = 0,$$

звідки $u_d = u_b$.

4. Закритий діод $VD1$ входить до контуру: $VD1$ – $VD2$ –фаза b –фаза a – $VD1$.

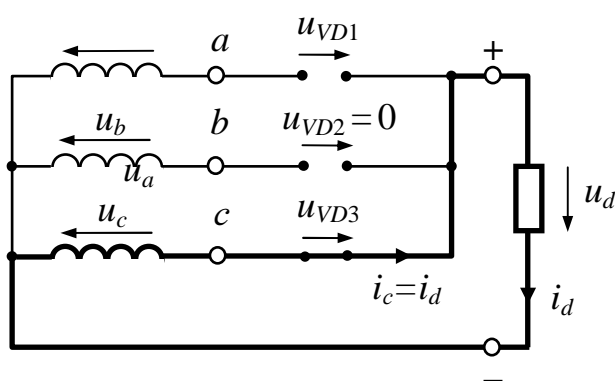
Рівняння для напруг на елементах зазначеного контуру:

$$u_{VD1} + u_b - u_a = 0,$$

звідки напруга на закритому діоді $u_{VD1} = u_a - u_b = u_{ab}$.

Інтервал 3-4.

1. Стан діодів: відкритий діод $VD3$ ($u_c > u_a, u_b$), який підключає навантаження R_H до фази c трансформатора.



$$i_d = i_{VD3} = i_{2c}$$

Рис.3.5

2. Робочий контур і напрямок струму в ньому показані на рис.3.5.

3. Рівняння за другим законом Кірхгофа для робочого контуру:

$$u_d - u_c = 0,$$

звідки $u_d = u_c$.

4. Закритий діод $VD1$ входить до контуру: $VD1$ – $VD3$ –фаза c –фаза a – $VD1$.

Рівняння для напруг на елементах зазначеного контуру:

$$u_{VD1} + u_c - u_a = 0, \text{ звідки напруга на закритому діоді } u_{VD1} = u_a - u_c = u_{ac}.$$

Висновки:

- На виході випрямляча діє однополярна пульсуюча напруга u_d , яка формується з верхніх ділянок фазних напруг u_a , u_b , u_c вторинних обмоток трансформатора.

- Напруга на закритому діоді складається з ділянок кривих лінійних напруг вторинних обмоток трансформатора.

5. Зв'язок між середнім значенням випрямленої напруги U_d і діючим значенням вторинної фазної напруги U_2 встановлюється за площею заштрихованої ділянки на рис.3.3

$$U_d = \frac{1}{2p/3} \int_{-p/3}^{p/3} U_{2m} \cos \psi t d\psi t = \frac{1}{2p/3} \int_{-p/3}^{p/3} \sqrt{2} U_2 \cos \psi t d\psi t = \frac{3\sqrt{6}}{2p} U_2 = 1,17 U_2 ,$$

$$\text{звідки } U_2 = \frac{2p}{3\sqrt{6}} U_d = 0,85 U_d .$$

Напруга U_d на виході випрямляча зображується рядом Фур'є, в якому основна гармоніка має частоту, трикратну частоті мережі

$$u_d = U_d \left(1 + \frac{1}{4} \cos 3\psi t - \frac{2}{35} \cos 6\psi t + \frac{1}{40} \cos 9\psi t - \dots \right)$$

$$\text{Коефіцієнт пульсацій } K_{II} = \frac{U_{d(осн)}}{U_d} = 0,25$$

Струм навантаження i_d створюється струмом усіх діодів і має один і той самий напрямок $i_d = i_{VD1} + i_{VD2} + i_{VD3}$; середнє значення цього струму

$$I_d = \frac{U_d}{R_H} .$$

5. Діоди працюють по черзі, тому середній струм вентиля зв'язаний із середнім значенням струму навантаження I_d співвідношенням $I_{VD} = I_d / 3$.

Необхідна для вибору діода максимальна зворотна напруга, як видно з рис.3.3, дорівнює амплітуді лінійної напруги вторинних обмоток трансформатора

$$U_{VD\max} = \sqrt{2} U_{2л} = \sqrt{2} \sqrt{3} U_2 = \sqrt{6} U_2 = \frac{2p}{3} U_d = 2,09 U_d$$

6. Струми вторинних обмоток трансформатора визначаються відповідними струмами діодів:

$$i_{2a} = i_{VD1}, i_{2b} = i_{VD2}, i_{2c} = i_{VD3}$$

Ці струми містять постійну складову $I_d/3$, яка, проходячи через вторинні обмотки трансформатора, утворює в кожному з трьох стрижней магнітопровода однонапрямлений потік вимушеного підмагнічування.

Зазначений потік замикається від верхнього ярма трансформатора до нижнього через повітря або масло, а у випадку невдалої конструкції – через деталі кріплення магнітопровода і сталевий бак (у масляних трансформаторах).

Явище вимушеного підмагнічування магнітопровода трансформатора у трифазній схемі з нульовим виводом вкрай небажане, оскільки воно може привести до насичення магнітопровода. Щоб запобігти насиченню доводиться збільшувати переріз магнітопровода, внаслідок чого зростають масогабаритні показники трансформатора. Потік вимушеного підмагнічування може бути виключений шляхом введення додаткових обмоток на вторинній стороні трансформатора і з'єднанням вторинних обмоток зигзагом (тобто ускладненням конструкції).

Порівняно з однофазним двопівперіодним випрямлячем розглянута схема має такі **переваги**:

- за заданого середнього значення випрямленої напруги U_d трансформатор слід розраховувати на напругу $U_2 = 0,85U_d$, а в однофазній схемі на більш високу напругу - $U_2 = 1,11U_d$;
- менший коефіцієнт пульсацій (амплітуда основної гармоніки пульсацій складає 25% від U_d замість 67% для однофазної схеми;

і такий **недолік**:

менший ККД через вимушене підмагнічування трансформатора.

3.2. Трифазний мостовий випрямляч

Схема складається з трифазного трансформатора і мосту, побудованого з шести вентилів (рис.3.6). Як первинну, так і вторинну обмотки трансформатора можна з'єднувати і зіркою і трикутником.

Вентилі ($VD1, VD3, VD5$), з'єднані у спільну точку катодами, називають катодною групою. З цієї групи струм проводить той вентиль, до анода якого прикладена найбільша за величиною напруга додатної полярності. Вентилі ($VD2, VD4, VD6$), з'єднані у спільну точку анодами утворюють анодну групу. З анодної групи відкритий той вентиль,

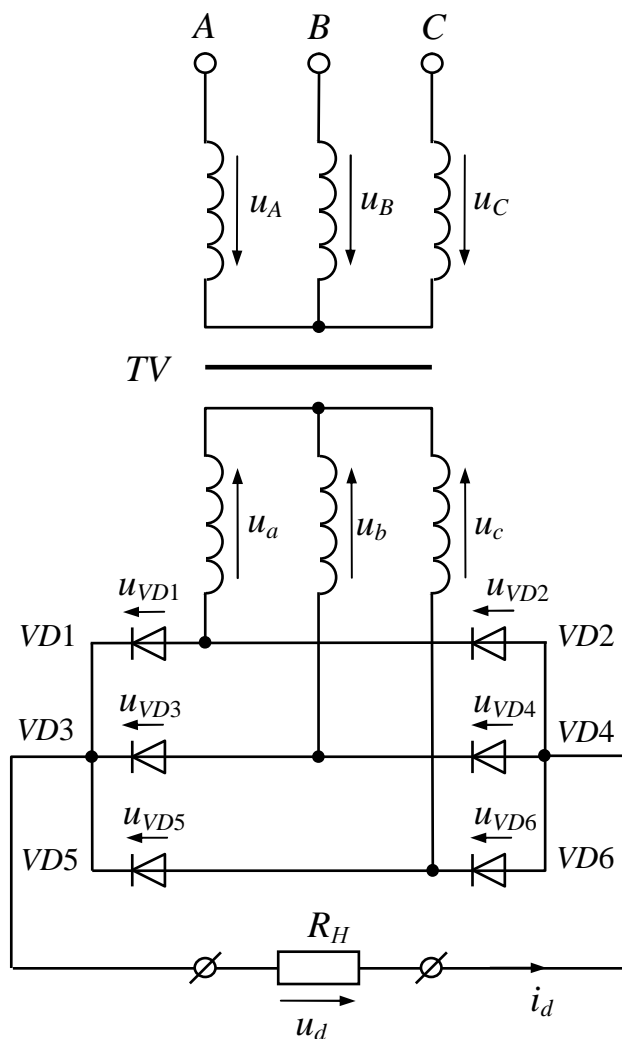


Рис.3.6

до катоду якого прикладена найбільша за величиною напруга від'ємної полярності. Навантаження R_H вмикається між спільними точками обох груп, причому катодна група утворює на резисторі R_H полюс з полярністю «+», анодна група – полюс з полярністю «-».

У мостовій схемі одночасно працюють два вентилі – один із катодної групи, другий з анодної групи. Тривалість роботи одного вентиля складає $2\pi/3$, а тривалість сумісної роботи двох вентилів – $\pi/3$. За період напруги живлення відбувається шість перемикань

(комутацій) вентилів; відповідно крива випрямленої напруги за цей час має шість пульсацій (тому схему часто називають шестипульсною).

Аналіз роботи проводимо за вищенаведеною методикою з використанням часових діаграм напруг і струмів (рис.3.7).

Інтервал 1-2.

1. Стан діодів: з катодної групи відкритий діод $VD1$ ($u_a > u_b, u_c$), який підключає навантаження R_H до фази a трансформатора; з анодної групи відкритий діод $VD4$ ($u_b < u_a, u_c$), який підключає R_H до фази b .

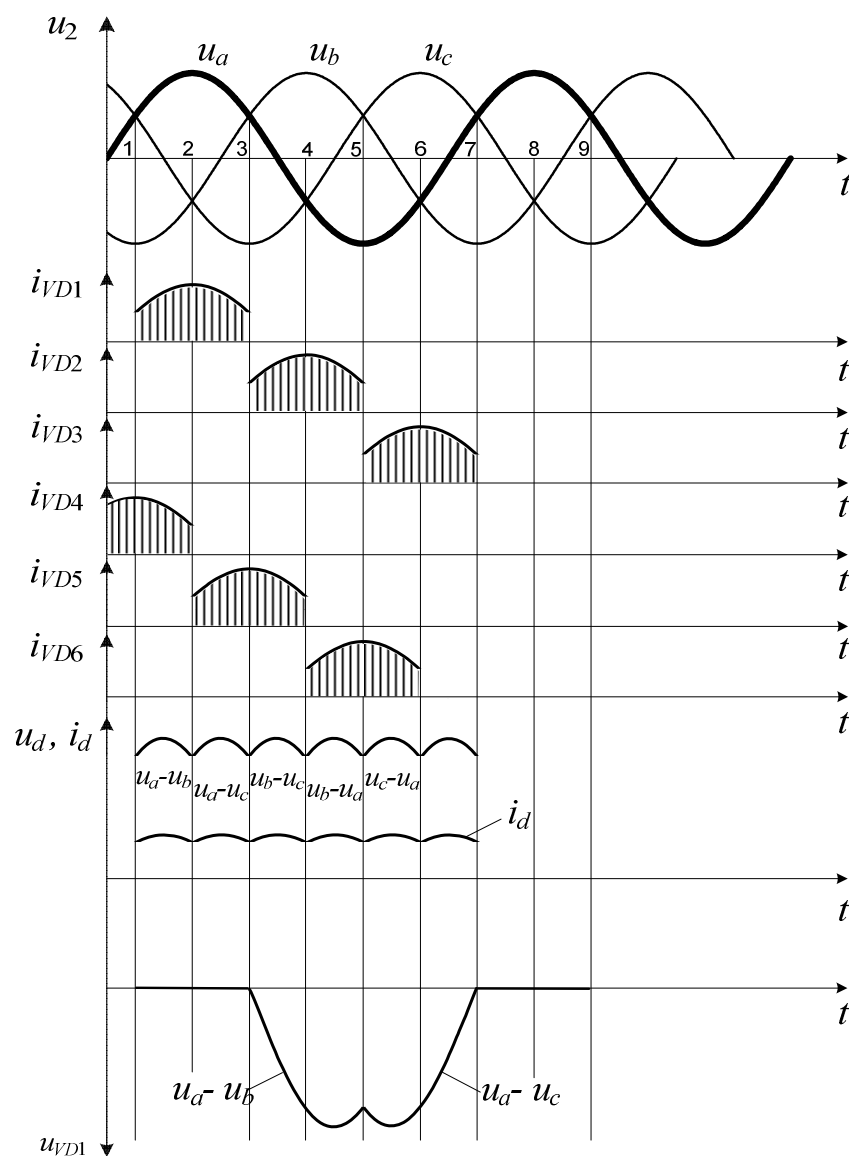
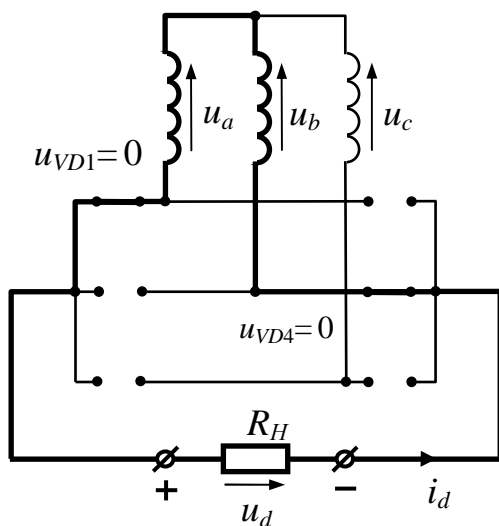


Рис.3.7

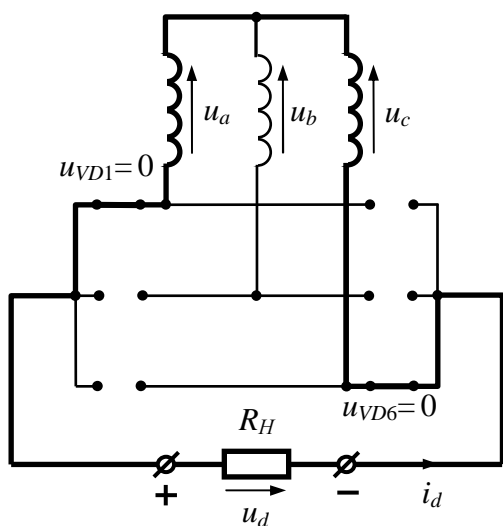


$$i_d = i_{VD1} = i_{VD4} = i_{2a} = i_{2b}$$

Рис.3.8

Інтервал 2-3

1. Стан діодів: одночасно відкриті діоди $VD1$ ($u_a > u_b, u_c$) і $VD6$ ($u_c < u_a, u_b$), які підключають навантаження R_H до фаз a і c трансформатора.



$$i_d = i_{VD1} = i_{VD6} = i_{2a} = i_{2c}$$

Рис.3.9

2. Робочий контур і напрямок струму в ньому показані на рис.3.8.

3. Рівняння за другим законом Кірхгофа для робочого контуру

$$u_d + u_b - u_a = 0,$$

звідки $u_d = u_a - u_b = u_{ab}$

4. Побудову зворотної напруги на закритому діоді розглянемо на прикладі діода $VD1$. В інтервалі 1-2 діод $VD1$ відкритий, тому $u_{VD1} = 0$

2. Робочий контур і напрямок струму в ньому показані на рис.3.9.

3. Рівняння за другим законом Кірхгофа для робочого контуру:

$$u_d + u_c - u_a = 0,$$

звідки $u_d = u_a - u_c = u_{ac}$

4. В інтервалі 2-3 діод $VD1$ відкритий, тому $u_{VD1} = 0$.

Інтервал 3-4

1. Стан діодів: одночасно відкриті діоди $VD3$ ($u_c > u_b, u_a$) і

$VD6$ ($u_c < u_a, u_b$), які підключають навантаження R_H до фаз b і c трансформатора.

2. Робочий контур і напрямок струму в ньому показані на рис.3.10.

3. Рівняння за другим законом Кірхгофа для робочого контура:

$$u_d + u_c - u_b = 0 ,$$

звідки $u_d = u_b - u_c = u_{bc}$.

4. Закритий діод $VD1$ входить до контура $VD1$ – $VD3$ – фаза b – фаза a – $VD1$.

Рівняння для напруг на елементах зазначеного контура:

$u_{VD1} + u_b - u_a = 0$, звідки напруга

на закритому діоді

$$u_{VD1} = u_a - u_b .$$

Аналогічно розглядаються наступні три інтервали:

інтервал 4-5 сумісної роботи діодів $VD3$ і $VD2$, в якому

$$u_d = u_b - u_a = u_{ba}, \quad u_{VD1} = u_a - u_b ;$$

інтервал 5-6 сумісної роботи діодів $VD5$ і $VD2$, в якому

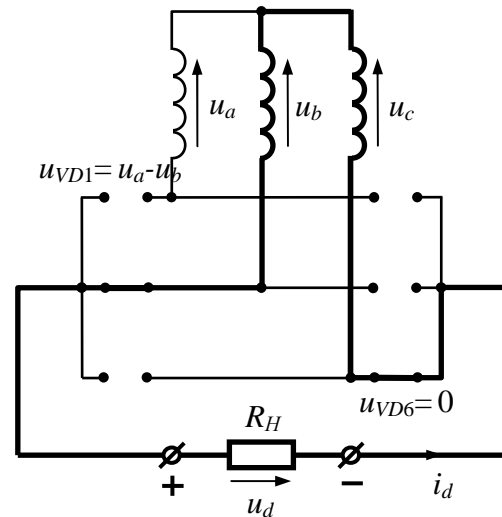
$$u_d = u_c - u_a = u_{ca}, \quad u_{VD1} = u_a - u_c ;$$

інтервал 6-7 сумісної роботи діодів $VD5$ і $VD4$, в якому

$$u_d = u_c - u_b = u_{cb}, \quad u_{VD1} = u_a - u_c ;$$

Висновки.

- На виході випрямляча діє однополярна пульсуюча напруга U_d , яка формується з вершин лінійних напруг u_{ab} , u_{ac} , u_{bc} , u_{ba} , u_{ca} , u_{cb} вторинних обмоток трансформатора.



$$i_d = i_{VD3} = i_{VD6} = i_{2b} = i_{2c}$$

Рис.3.10

- Напруга на закритому діоді складається з ділянок кривих лінійних напруг вторинних обмоток трансформатора.

Графіки усіх напруг і струмів зображені на рис.3.7.

5. Зв'язок між середнім значенням випрямленої напруги U_d і діючим значенням фазної напруги U_2 за період повторюваності $p/3$ (заштрихована ділянка на рис.3.7)

$$U_d = \frac{1}{p/3} \int_{-p}^{p/6} \sqrt{2} U_{2Л} \cos \omega t d\omega t = \frac{3\sqrt{2}}{p} U_{2Л} = \frac{3\sqrt{6}}{p} U_2 = 2,34 U_2,$$

$$\text{звідки} \quad U_2 = \frac{p}{3\sqrt{6}} U_d = 0,425 U_d.$$

Крива випрямленої напруги U_d зображується рядом Фур'є, в якому частота основної гармоніки пульсації шестикратна частоті мережі живлення і дорівнює 300 Гц

$$u_d = U_d \left(1 + \frac{2}{35} \cos 6\omega t - \frac{2}{143} \cos 12\omega t + \frac{2}{323} \cos 18\omega t - \dots \right)$$

Коефіцієнт пульсацій

$$K_{\Pi} = \frac{U_{m(осн)}}{U_d} = \frac{2}{35} = 0,057$$

Струм навантаження

$$I_d = U_d / R_H$$

6. Кожний з вентилів проводить струм протягом третини періоду, тому середнє значення анодного струму

$$I_{VD} = I_d / 3$$

Максимальне значення зворотної напруги на закритому діоді, як видно з рис.3.7, дорівнює амплітуді лінійної напруги вторинних обмоток трансформатора:

$$U_{VD\max} = \sqrt{2} U_{2Л} = \sqrt{2} \sqrt{3} U_2 = \sqrt{6} U_2 = \frac{\pi}{3} U_d = 1,045 U_d$$

7. Крива струму i_2 кожної фази вторинної обмотки трансформатора визначається струмом двох вентилів, підключених до цієї фази. Один з вентилів входить до анодної групи, інший – до катодної. Наприклад, струм i_{2a} складається зі струмів вентилів $VD1$ і $VD4$ (рис.3.7).

Вторинний струм є змінним, має форму імпульсів тривалістю $2p/3$ і паузами між ними $p/3$, коли обидва діоди закриті.

Діюче значення струму вторинної обмотки трансформатора, визначимо з нехтуванням пульсацій, що припустимо для вибору переріза проводів:

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{p} \int_{\frac{p}{6}}^{\frac{5p}{6}} i_2^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{p} \int_{\frac{p}{6}}^{\frac{5p}{6}} I_d^2 dt} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_d .$$

Струм первинної обмотки трансформатора (рис.3.7) зв'язаний зі струмом його вторинної обмотки коефіцієнтом трансформації $n = \frac{U_1}{U_2}$

$$I_1 = \frac{1}{n} I_2 = \frac{1}{n} \sqrt{\frac{2}{3}} I_d .$$

Розрахункові потужності первинної і вторинної обмоток трансформатора однакові, у зв'язку з чим така сама і типова потужність усього трансформатора

$$S_1 = S_2 = 3 \sqrt{\frac{2}{3}} I_d \frac{p}{3\sqrt{6}} U_d = \frac{p}{3} P_d = 1,045 P_d$$

$$S_T = \frac{(S_1 + S_2)}{2} = 1,045 P_d$$

Порівняно з трифазною схемою випрямляча з нульовим виводом мостова схема має такі **переваги**:

- за заданого значення U_d потрібна вдвічі менша напруга U_2 , що зменшує число витків вторинних обмоток трансформатора і знижує вимоги до ізоляції;
- менший коефіцієнт пульсацій (амплітуда основної гармоніки пульсації складає 5,7% від U_d проти 25% для попередньої схеми);
- діоди можна вибирати на напругу близьку до U_d проти $2U_d$ для попередньої схеми
- вище ККД, оскільки немає вимушеного підмагнічування магнітопровода трансформатора постійним струмом;

і такий **недолік**:

більше діодів, що зменшує надійність роботи.

РОЗДІЛ 4. ЗГЛАДЖУВАЛЬНІ ФІЛЬТРИ

Згладжувальні фільтри призначені для зменшення пульсацій випрямленої напруги. Сучасні електронні пристрої працюють нормально, якщо коефіцієнт пульсацій напруги живлення не перевищує 10^{-3} - 10^{-5} , а для цифрових вимірювальних приладів 10^{-6} - 10^{-7} .

Для розглянутих схем випрямлячів були визначені такі коефіцієнти пульсацій:

однопівперіодний випрямляч	$K_n = 1,57$,
двопівперіодний випрямляч	$K_n = 0,67$,
трифазний випрямляч з "0"-виводом	$K_n = 0,25$,
трифазний мостовий випрямляч	$K_n = 0,057$.

Для живлення електронної апаратури випрямлену напругу з такими коефіцієнтами пульсацій у більшості випадків використовувати неприпустимо, оскільки робота електронних блоків і пристроїв значно погіршиться або взагалі буде неможливою. Для поліпшення якості випрямленої напруги існують різні типи згладжувальних фільтрів, які задовольняють вимогам щодо потужності випрямляча, його габаритів, маси, вартості.

4.1. Класифікація згладжувальних фільтрів

1. За типом фільтруючого елемента фільтри поділяють на дві групи. До першої групи відносять індуктивні, ємнісні, індуктивно-ємнісні, резистивно-ємнісні, резонансні фільтри. Дія цих фільтрів базується на тому, що опір котушки індуктивності і конденсатора залежить від частоти струму.

Реактивний опір котушки пропорційний частоті струму $X = \omega L$. Якщо включити котушку послідовно з навантаженням, то вона буде без перешкод пропускати постійну складову випрямленого струму ($X_L = 0 \cdot L = 0$) і

пригнічувати гармонічні складові тим ефективніше, чим більша частота струму. Реактивний опір конденсатора зворотно пропорційний частоті струму $X_C = 1/\omega C$. Якщо включити конденсатор паралельно до навантаження, то він буде пропускати до навантаження постійну складову випрямленого струму ($X_C = 1/0 \cdot C = \infty$) і відводити від навантаження гармонічні складові тим ефективніше, чим більша частота струму.

До другої групи відносять електронні фільтри, в яких фільтруючим елементом є транзистор. Дія цих фільтрів базується на тому, що опір проміжку емітер-колектор постійному струму на 2-3 порядки менший за опір змінному струму.

2. За кількістю фільтрувальних ланок фільтри поділяють на одноланкові та багатоланкові.

4.2. Основні параметри згладжувальних фільтрів

1. Коефіцієнт згладжування $K_{зг}$, який показує у скільки разів зменшується коефіцієнт пульсацій напруги на виході фільтра:

$$K_{зг} = \frac{K_{n(вх)}}{K_{n(вих)}}$$

2. Коефіцієнт фільтрації K_{ϕ} , який показує у скільки разів зменшується змінна складова випрямленої напруги на виході фільтра:

$$K_{\phi} = \frac{U_{m(осн)вх}}{U_{m(осн)вих}}$$

$U_{m(осн)}$ - амплітуда основної гармоніки випрямленої напруги

3. Коефіцієнт передачі постійної складової випрямленої напруги через фільтр:

$$\lambda = \frac{U_{вих}}{U_{вх}}$$

Для малопотужних випрямлячів з фільтрами $\lambda = 0,9 - 0,95$; для потужних - $\lambda = 0,98 - 0,99$.

Одноланковий ємнісний фільтр

Ємнісний фільтр являє собою конденсатор, який вмикають паралельно до навантаження R_H . Роботу такого фільтра розглянемо на прикладі однофазного однопівперіодного випрямляча (рис. 4.1) за

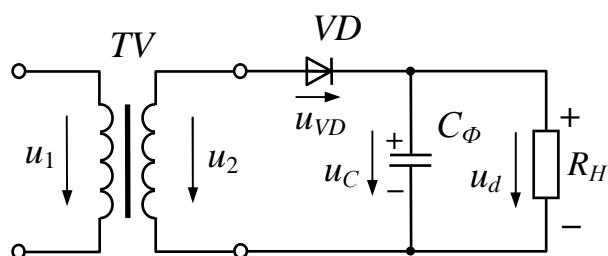


Рис. 4.1

допомогою часових діаграм, зображених на рис. 4.2.

Складемо рівняння за другим законом Кірхгофа для напруг у контурі $VD-C_\phi$ -вторинна обмотка трансформатора:

$$u_{VD} + u_C - u_2 = 0 ,$$

$$\text{звідки } u_{VD} = u_2 - u_C .$$

Таким чином, стан діода визначається співвідношенням напруг u_2 і u_C . За умови $u_2 > u_C$ діод відкритий, за умови $u_2 < u_C$ – закритий. У момент часу, коли $u_2 = u_C$ відбувається перехід діода з одного стану в інший; якщо в наступний момент $u_2 > u_C$, діод відкривається; якщо $u_2 < u_C$ – закривається.

Розглянемо графіки напруг на рис.4.2.

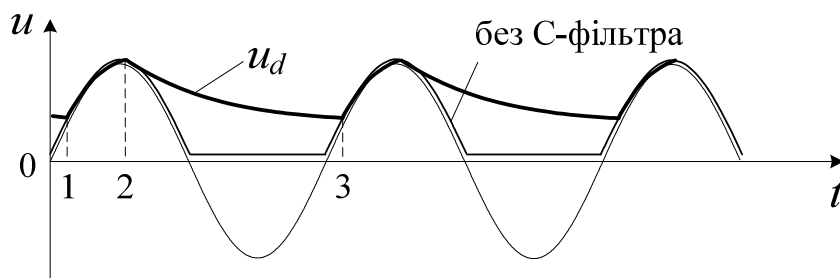


Рис. 4.2

Інтервал 1-2. У момент t_1 $u_2 = u_C$, напруга на діоді $u_{VD} = u_2 - u_C = 0$, діод відкривається і підключає конденсатор до синусоїдної напруги u_2 . В інтервалі 1-2 відбувається заряд конденсатора з указаною на рис.4.1 полярністю. Крива зарядної напруги u_C являє собою сумарну криву синусоїди u_2 і експоненти, яка швидко затухає, тому на рис.4.2 графік u_C проходить близько до синусоїди u_2 . У момент часу t_2 напруга u_C на конденсаторі зростає до величини u_2 , напруга на діоді $u_{VD} = u_2 - u_C = 0$, діод закривається і відключає конденсатор від трансформатора. (Слід зауважити, що конденсатор може заряджатися до амплітудного значення вторинної напруги трансформатора $U_{2m} = 1,41U_2$).

Інтервал 2-3. У цьому інтервалі напруга на діоді $u_{VD} = u_2 - u_C < 0$, діод закритий, конденсатор відключений від трансформатора. Оскільки до зарядженого конденсатора підключено навантаження R_H , то відбувається розряд конденсатора через R_H . Струм розряду i_C , проходячи від обкладинки "+" конденсатора до обкладинки "-", створює на навантаженні напругу $i_C \cdot R_H$ такого самого напрямку як і в інтервалі 1-2. Ця напруга заповнює паузи у вихідній напрузі u_d , які мають місце за відсутності фільтра. Розряд конденсатора описується спадаючою експонентою і залежить від сталої часу розрядного кола $\tau_{роз} = C_\phi R_H$. Чим більша ємність C_ϕ фільтра, тим повільніше розряджається конденсатор, тим більше заповнені паузи у момент t_3 . Напруга u_2 вторинної обмотки трансформатора, змінюючись синусоїдно, зростає до величини $u_2 = u_C$; напруга на діоді $u_{VD} = u_2 - u_C = 0$, діод відкривається і підключає конденсатор до трансформатора. Надалі процеси повторюються.

Коефіцієнт пульсацій напруги на виході ємнісного фільтра

$$K_{II} = \frac{1}{\omega_{осн} \cdot \Phi_{роз}} = \frac{1}{\omega_{осн} C_{\Phi} R_H},$$

де $\omega_{осн}$ – частота основної гармоніки.

Ємнісний фільтр зазвичай використовують у випрямлячах, які живлять високоомне навантаження потужністю у декілька десятків ватт.

Одноланковий індуктивний фільтр

Одноланковий індуктивний фільтр являє собою дросель L_{Φ} , який вмикають послідовно з навантаженням R_H . Роботу такого фільтра також розглянемо на прикладі однофазного однопівперіодного випрямляча (рис.4.3) з використанням часових діаграм напруг і струму (рис.4.4).

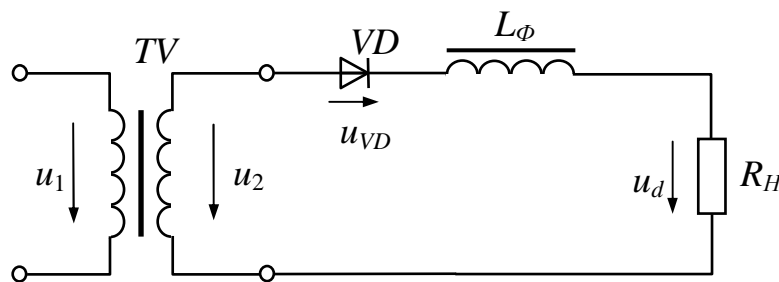


Рис.4.3

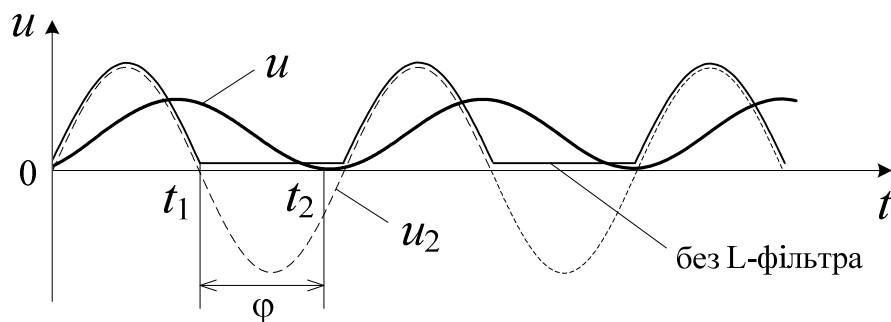


Рис.4.4

У момент $t=0$ діод відкривається і підключає коло $R_H - L_\Phi$ до синусоїдної напруги u_2 . У колі виникає струм, який відстає за фазою від напруги u_2 на деякий кут ϕ , що спричиняє затягування роботи діода. У момент часу t_1 коли напруга u_2 спадає до нуля, але діод не закривається, а продовжує певний час проводити струм (в інтервалі $t_1 - t_2$). Внаслідок затягування роботи діода на навантаженні утворюється напруга $i \cdot R_H$, яка частково заповнює паузи у вихідній напрузі u_d . Тривалість затягування роботи діода, в інтервалі $t_1 - t_2$, визначається сталою часу кола $\tau = L_\Phi / R_H$. Чим більша індуктивність дроселя, тим довше діод проводить струм, тим менше паузи у випрямленій напрузі u_d .

Коефіцієнт пульсацій напруги на виході такого фільтра

$$K_n = \tau \omega_{осн} = \frac{L_\Phi}{R_H} \omega_{осн}.$$

З останньої формули видно, що фільтр працює тим ефективніше, чим більша його індуктивність L_Φ або менший опір навантаження R_H (як правило, $\omega_{осн} L_\Phi \gg R_H$). З цієї причини індуктивні фільтри використовують зазвичай у трифазних випрямлячах середньої та великої потужності, які працюють на низькоомне навантаження R_H . Використання таких фільтрів у випрямлячах малої потужності є недоцільним, оскільки їх навантаження у більшості випадків високоомне, і для забезпечення умови $\omega_{осн} L_\Phi \gg R_H$ потрібен дросель з великими габаритами і масою.

Багатоланкові $L-C$ та $R-C$ фільтри

У тих випадках, коли за допомогою одноланкових фільтрів неможливо досягти необхідних коефіцієнтів згладжування, використовують більш складні багатоланкові фільтри.

Г-подібний фільтр найпростіший серед багатоланкових фільтрів. Такий фільтр може бути $L-C$ типу (рис.4.5 а) і $R-C$ типу (рис.4.5 б).

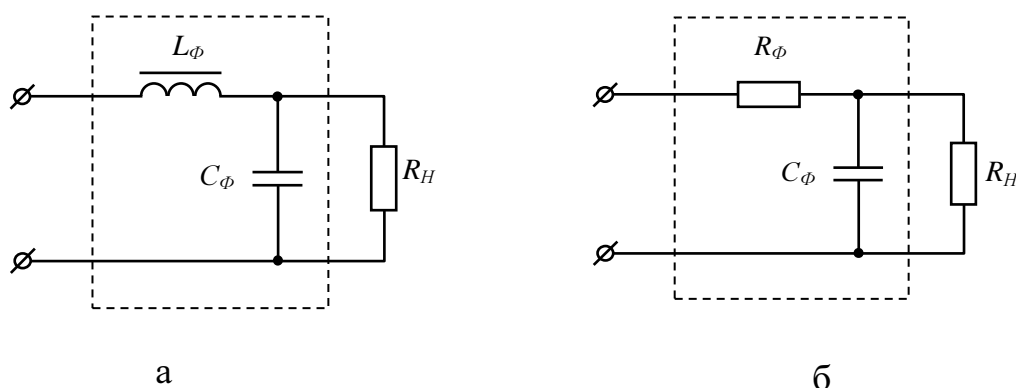


Рис.4.5

Зменшення пульсацій напруги $L-C$ фільтром порівняно з одноланковим пояснюється сполученням дій котушки і конденсатора: зниження змінних складових випрямленої напруги обумовлене як спадом цих складових на дроселі, так і згладжувальною дією конденсатора. У той же час постійна складова напруги на навантаженні практично не зменшується, оскільки її спад на малому активному опорі дроселя незначний.

Коефіцієнт згладжування $L-C$ фільтра описується формулою:

$$K_{3\Gamma} = \psi_{ocн}^2 L_{\Phi} C_{\Phi} - 1,$$

яка дозволяє обчислити параметри такого фільтра за відомим значенням $K_{3\Gamma}$:

$$L_{\Phi} C_{\Phi} = \frac{K_{3\Gamma} + 1}{\psi_{ocн}^2}.$$

У розрахунках за останньою формулою один з параметрів (або індуктивність або ємність) вибирають, виходячи з вимог щодо габаритів, маси, ціни елементів.

У малопотужних випрямлячах, де опір навантаження R_H складає декілька кілоом, для зменшення габаритів і маси фільтра замість дроселя

L_Φ використовують резистор R_Φ (рис.4.5 б), що суттєво зменшує масу, габарити і вартість фільтра. Якщо вибрати значення R_Φ із співвідношення $R_H / (R_H + R_\Phi) = 0,5 \div 0,9$, то спад постійної складової напруги на резисторі R_Φ буде мінімальним. Якщо вибрати конденсатор так, щоб $X_{C\Phi} \ll R_\Phi$, то на резисторі R_Φ спад змінних складових напруги буде значно більшим за спад цих складових на резисторі R_H . Внаслідок виконання обох зазначених умов доля змінної складової у випрямленій напрузі відносно постійної складової на навантажувальному резисторі R_H суттєво зменшиться. Коефіцієнт згладжування Г-подібного $R-C$ фільтра описується формулою:

$$K_{3\Gamma} = (0,5 \div 0,9) \eta_{осн} R_\Phi C_\Phi$$

Слід відмітити, що коефіцієнт згладжування $R-C$ фільтра менший ніж $L-C$ фільтра.

У випадках, коли коефіцієнт згладжування повинен бути 100-1000 і більший доцільно використовувати П-подібні фільтри.

П-подібний фільтр складається з одноланкового ємнісного фільтра ($C_{\Phi 1}$) і Г-подібного $L-C$ фільтра ($L_\Phi - C_{\Phi 2}$) (рис.4.6 а), або $R-C$ фільтра ($R_\Phi - C_{\Phi 2}$) (рис.4.6 б).

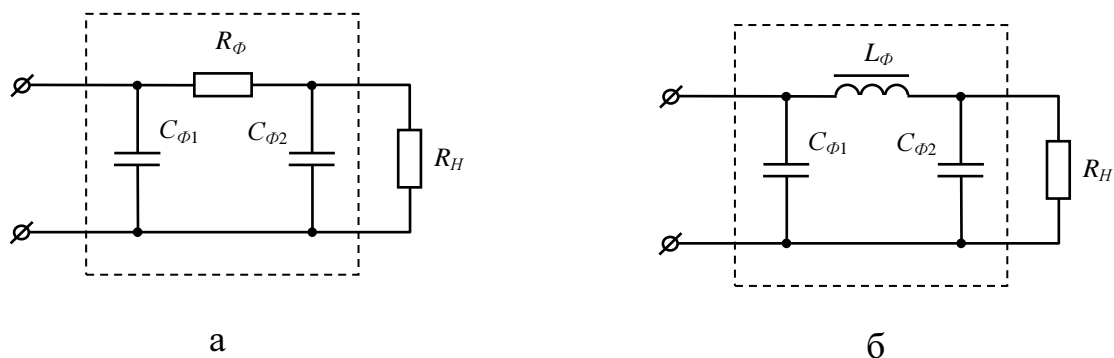


Рис.4.6

Вибір $C-L-C$ або $C-R-C$ фільтру визначається, в основному, опором навантаження R_H . За високоомного навантаження (R_H декілька кілоом) зазвичай використовують П-подібні $C-R-C$ фільтри; за низькоомного навантаження (R_H декілька Ом) - $C-L-C$ фільтри.

Коефіцієнт згладжування багатоланкових фільтрів (за виконання певних умов) дорівнює добутку коефіцієнтів складових ланок (фільтрів). Відповідно коефіцієнтів згладжування П-подібного фільтра описується формулою: $K_{3\Gamma} = K_{3\Gamma(C_{\phi 1})} \cdot K_{3\Gamma(L_{\phi} - C_{\phi 2})}$, або $K_{3\Gamma} = K_{3\Gamma(C_{\phi 1})} \cdot K_{3\Gamma(R_{\phi} - C_{\phi 2})}$. Найбільшого значення коефіцієнт згладжування П-подібного фільтра досягає за умови $C_{\phi 1} = C_{\phi 2}$. П-подібний фільтр в порівнянні з Г-подібним має більший коефіцієнт згладжування, але й більші габарити, масу, вартість.

На рис.4.7 показані багатоланкові $L-C$ і $R-C$ фільтри, які складаються з n фільтрувальних ланок.

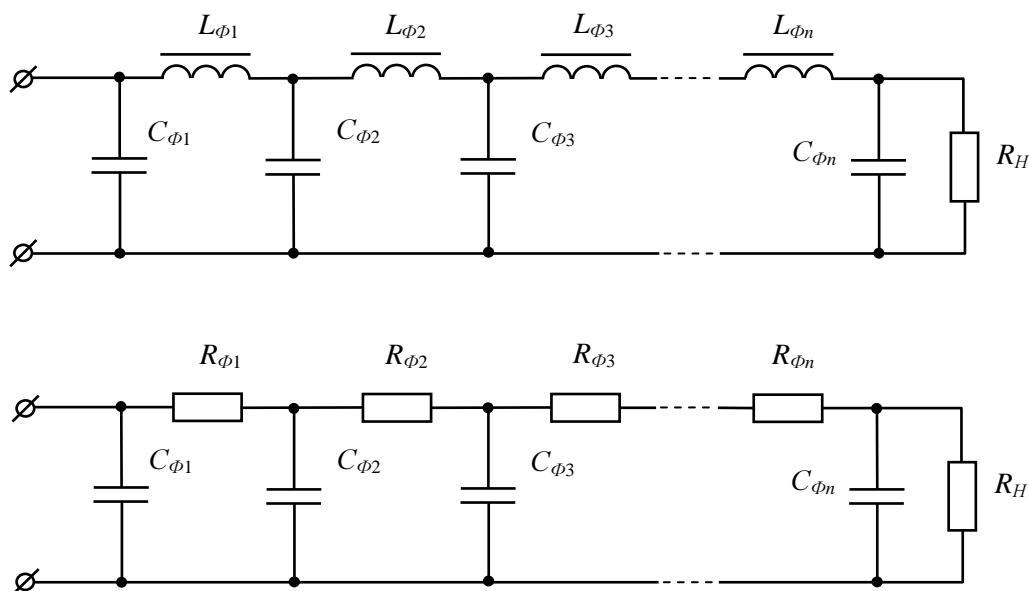


Рис.4.7

Коефіцієнт згладжування таких фільтрів визначається формулою

$$K_{3\Gamma} = K_{3\Gamma 1} \cdot K_{3\Gamma 2} \cdot \dots \cdot K_{3\Gamma n}.$$

За виконання умови $L_{\phi 1} = L_{\phi 2} = \dots = L_{\phi n}$,

$$C_{\phi 1} = C_{\phi 2} = \dots = C_{\phi n},$$

$$R_{\phi 1} = R_{\phi 2} = \dots = R_{\phi n}.$$

Коефіцієнт згладжування має найбільше значення

$$K_{3\Gamma} = K_{3\Gamma(\text{ланки})}^n.$$

Слід пам'ятати, що вибір того чи іншого типу фільтра залежить від конкретних вимог, яким повинен відповідати випрямляч.

Електронні фільтри

В електронних фільтрах використовують транзистори, спираючись на те, що опір транзистора постійній складовій випрямленого струму на 2-3 порядки менший ніж опір змінній складовій. На рис. 4.8 показана вихідна характеристика біполярного транзистора, на пологій ділянці якої вибрана робоча точка Р.

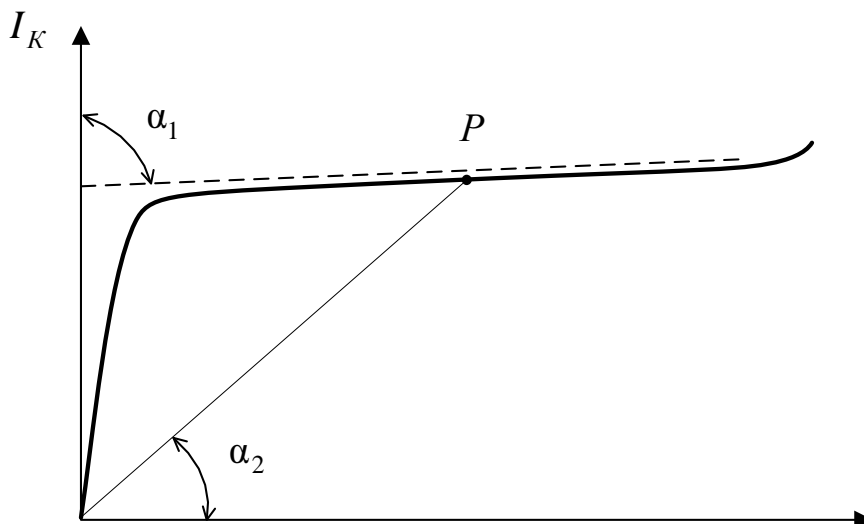


Рис. 4.8

Опір проміжку колектор-емітер постійній складовій випрямленого струму (статичний опір) R_{cm} легко визначити, з'єднавши робочу точку з початком координат.

$$R_{cm} = \frac{m_U}{m_I} \operatorname{tg} \alpha_1,$$

де m_U, m_I – масштаби по осям.

Опір проміжку колектор-емітер змінний складовій випрямленого струму (динамічний опір) $R_{дин}$ можна визначити, провівши через точку Р дотичну.

$$R_{дин} = \frac{m_U}{m_I} \operatorname{tg} \alpha_2$$

З рис.4.8 видно, що $\alpha_2 > \alpha_1$ і, відповідно, $R_{дин} \gg R_{cm}$.

Розрізняють два способи ввімкнення транзисторів у електронні фільтри: послідовно і паралельно навантаженню R_H . Послідовне ввімкнення характерне для випрямлячів, що мають високу вихідну напругу (300-400В). Паралельне ввімкнення здійснюють за низьких вихідних напруг (декілька десятків вольт).

Найбільш поширена схема послідовного електронного фільтра з увімкненням навантаження R_H в емітерне коло транзистора.(рис.4.9)

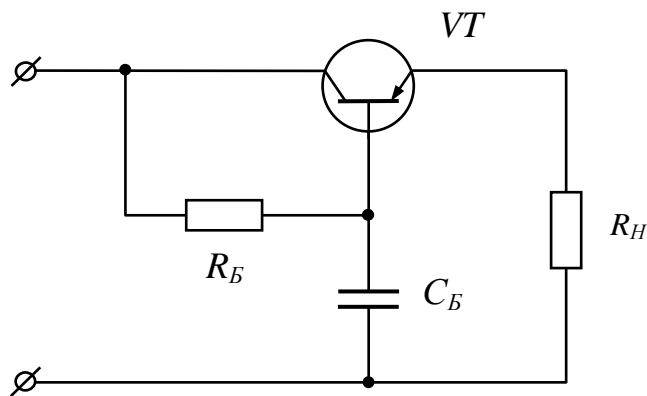


Рис.4.9

За такого ввімкнення R_H випрямляч з фільтром має низький вихідний опір, тому фільтр мало чутливий до змін струму навантаження. Елементи R_B , C_B забезпечують фіксоване положення робочої точки на пологій ділянці

характеристики. Стала часу $\phi = R_B C_B$ кола, утвореного цими елементами повинна бути набагато більша за період пульсацій основної гармоніки випрямленої напруги.

На рис.4.10 зображена схема послідовного електронного фільтра з увімкненням навантаження R_H у колекторне коло транзистора. Функції елементів R_B , C_B такі самі, як у попередній схемі. Додатковий резистор R_E

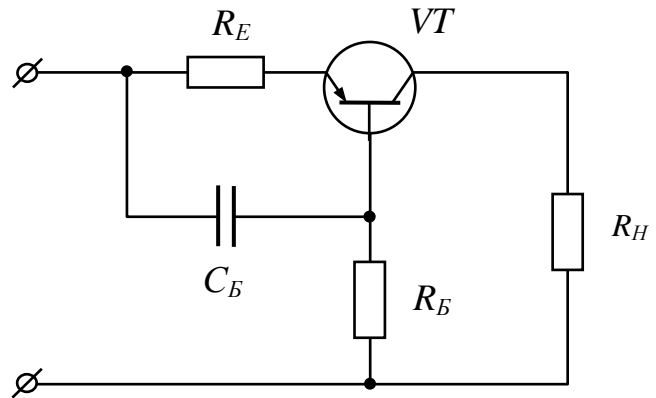


Рис.4.10

забезпечує термостабілізацію режиму роботи транзистора.

На рис.4.11 показана схема електронного фільтра, в якому транзистор увімкнений паралельно до навантаження R_H . За допомогою ділника напруги R_{B1} , R_{B2} задається робоча точка на вихідній характеристиці транзистора; R_E, C_E - термостабілізуюча ланка; резистор R_Φ виконує

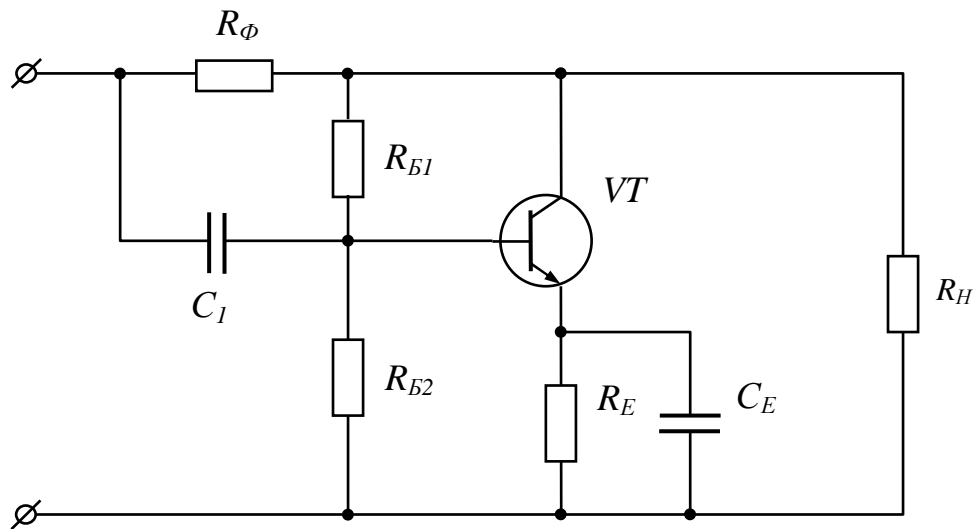


Рис.4.11

такі самі функції, як резистор R_Φ у Г-подібному $R - C$ - фільтрі.

Недоліком такого фільтра є суттєва залежність випрямленого струму через транзистор від зміни випрямленої напруги на вході фільтра.

Електронні фільтри знижують пульсації випрямленої напруги приблизно у 3-5 разів. З появою інтегральних мікросхем електронні фільтри стали більш ефективними. На даний час коефіцієнт згладжування електронних фільтрів, побудованих з використанням операційних підсилювачів, досягає 100-1000 і більше.

Резонансні фільтри

Для пригнічення вищих гармонік у випрямленому струмі потужних випрямлячів використовують резонансні фільтри, які поділяють на фільтри-пробки і режекторні фільтри.

Фільтр-пробка являє собою паралельний резонансний контур, який вмикають послідовно з навантаженням (рис.4.12 а)

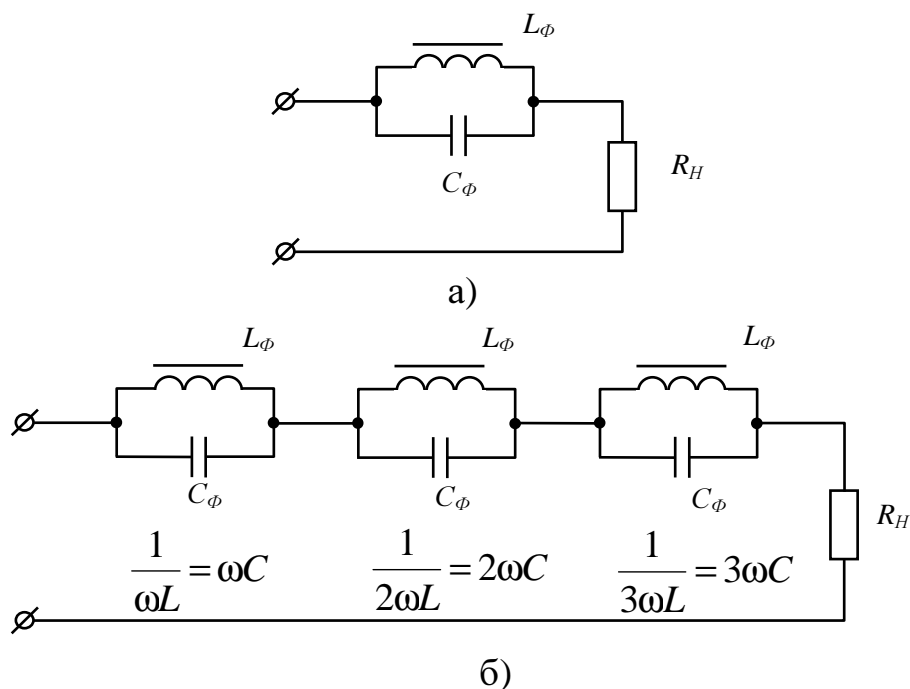


Рис.4.12

Для того, щоб змінна складова випрямленого струму з частотою ω не проходила у навантаження, параметри елементів фільтра L_ϕ , C_ϕ вибирають з умови резонансу струмів на даній частоті ω :

$$\frac{1}{\omega L_{\phi}} = \omega C_{\phi}.$$

Для зазначеної гармоніки провідність фільтра $Y_{\phi} = 1/\omega L_{\phi} - \omega C_{\phi} = 0$ (відповідно $Z_{\phi} = 1/Y_{\phi} = \infty$) і він аналогічний розриву вітки. Забезпечити відсутність у струмі навантаження кількох вищих гармонік можна, підключивши послідовно з навантаженням відповідну кількість фільтрів-пробок, кожний з яких налаштований на свою частоту (рис.4.12 б)

Режекторний фільтр – це вітка з послідовним з'єднанням котушки і конденсатора, яку вмикають паралельно до навантаження (рис.4.13 а).

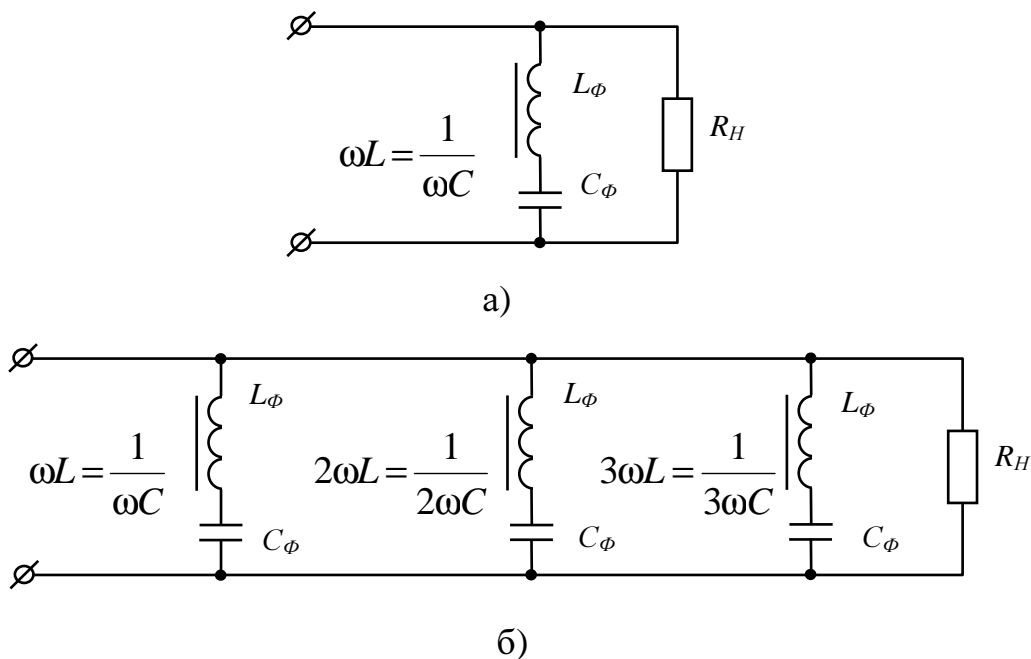


Рис.4.13

Якщо параметри елементів фільтра L_{ϕ} , C_{ϕ} вибрати з умови резонансу напруг на частоті ω : $\omega L = 1/\omega C$, то повний опір фільтра на цій частоті $Z_{\phi} = \omega L - 1/\omega C = 0$, і змінна складова випрямленого струму з частотою ω буде замикатися через фільтр, обминаючи навантаження.

Для пригнічення кількох змінних складових випрямленого струму з різними частотами паралельно навантаженню вмикають відповідну кількість режекторних фільтрів, кожний з яких налаштований на свою частоту (рис.4.13 б).

В деяких випадках одночасно застосовують обидва типи резонансних фільтрів (рис.4.14)

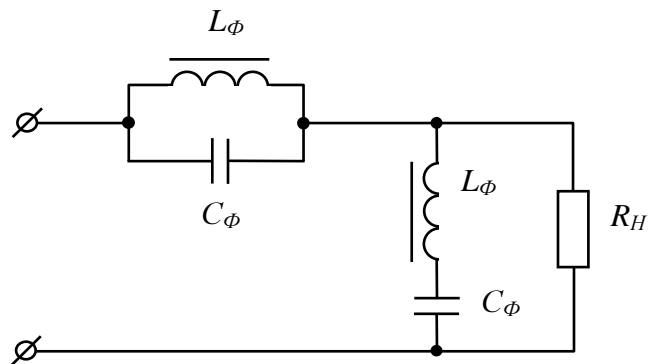


Рис.4.14

5. ЗОВНІШНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ НЕКЕРОВАНИХ ВИПРЯМЛЯЧІВ

Зовнішня характеристика випрямляча – це залежність напруги від струму на його виході $U_d = f(I_d)$.

Наявність такої залежності обумовлена тим, що у реальному випрямлячі опори обмоток трансформатора, відкритих вентилів та з'єднувальних проводів не дорівнюють нулю, а мають кінцеві значення. При проходженні випрямленого струму I_d , на цих опорах має місце спад напруги, що спричиняє зменшення напруги U_d на виході випрямляча.

За відсутності фільтра, напруга U_d і струм I_d зв'язані співвідношенням:

$$U_d = U_{d0} - \Delta U,$$

де U_{d0} – середнє значення випрямленої напруги $I_d = 0$;

$\Delta U = (R_{Tp} + R_{вен}) \cdot I_d$ – усереднений за період спад напруги на елементах контуру від проходження струму I_d .

Вигляд зовнішньої характеристики, зокрема її нахил до осі абсцис, визначається в основному потужністю випрямляча і типом фільтра.

На рис.5.1 показані зовнішні характеристики малопотужного випрямляча однофазного струму.

Крива 1. Відповідає зовнішній характеристиці випрямляча без фільтра. Її нелінійність пояснюється нелінійним характером вольт-амперних характеристик діодів, а нахил до вісі абсцис визначається, головним чином, активними опорами обмоток трансформатора.

Крива 2. Відповідає зовнішній характеристиці випрямляча з C-фільтром. Характеристика виходить з точки, що має координати $I_d = 0$, $U_{d0} = \sqrt{2}U_2$, оскільки при $I_d = 0$ конденсатор фільтра заряджається до амплітудного значення напруги вторинної обмотки трансформатора.

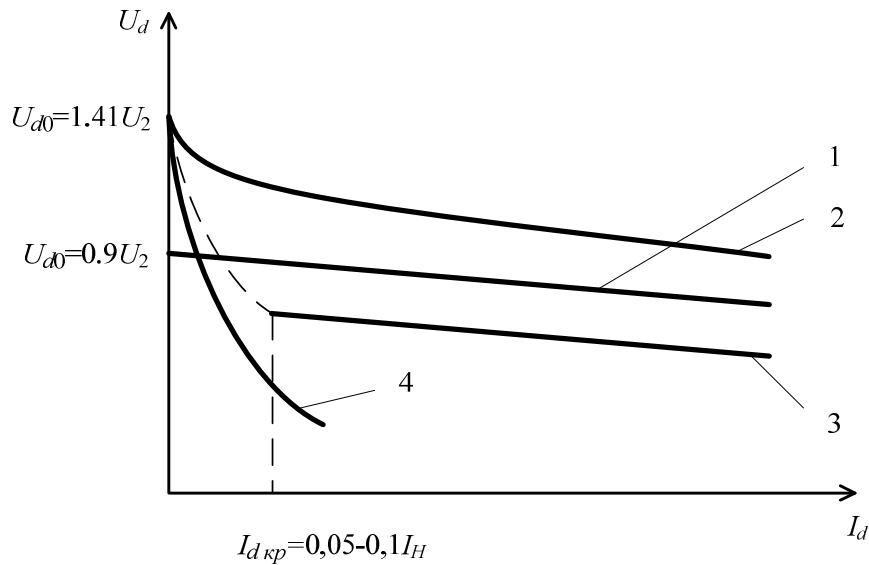


Рис.5.1

Порівняно з характеристикою 1 крива 2 проходить крутіше, що пояснюється так: зі зростанням струму I_d зменшується стала часу розряду конденсатора $\tau_{роз} = R_H C_\phi$, конденсатор розряджається швидше, що спричиняє додаткове зменшення напруги U_d . Крива 2 асимптотично наближається до кривої 1 і при $R_H = 0$ вони сходяться. Нахил характеристики 2 залежить від ємності конденсатора фільтра. Чим менше C_ϕ , тим скоріше розряджається конденсатор, тим крутіше нахил характеристики.

Крива 3. Відповідає зовнішній характеристиці випрямляча з $L-C$ -фільтром. Вона складається з двох ділянок: крутої (зображеної пунктиром) і пологої (зображеної суцільною лінією). Полога ділянка є робочою частиною зовнішньої характеристики і має значний нахил до осі абсцис внаслідок додаткового спаду напруги на активному опорі дроселя фільтра. Наявність у характеристиці 3 крутої ділянки пояснюється тим, що при струмах I_d , менших за певне критичне значення $I_{dкр}$, змінюється режим роботи випрямляча. Індуктивність L -фільтра стає елементом

зарядного кола конденсатора, внаслідок чого напруга на конденсаторі збільшується. Настає режим роботи випрямляча, близький до роботи з C -фільтром. При $I_d = 0$ напруга $U_d = U_{d0} = \sqrt{2}U_2$, оскільки конденсатор заряджається до амплітудного значення напруги u_2 . Встановлено, що величина струму $I_{d\text{кр}}$ обернено пропорційна індуктивності L -фільтра і в залежності від коефіцієнта згладжування складає 0,05-0,1 від номінального струму навантаження.

Крива 4. Відповідає зовнішній характеристиці випрямляча з $R - C$ -фільтром. З усіх характеристик вона має найбільший нахил до вісі абсцис внаслідок значного спаду напруги на послідовно ввімкненому опорі резистора R_ϕ .

Зовнішні характеристики трифазного мостового випрямляча середньої та великої потужності зображені на рис.5.2, де 1—характеристика випрямляча без фільтра, 2 — характеристика з L -фільтром.

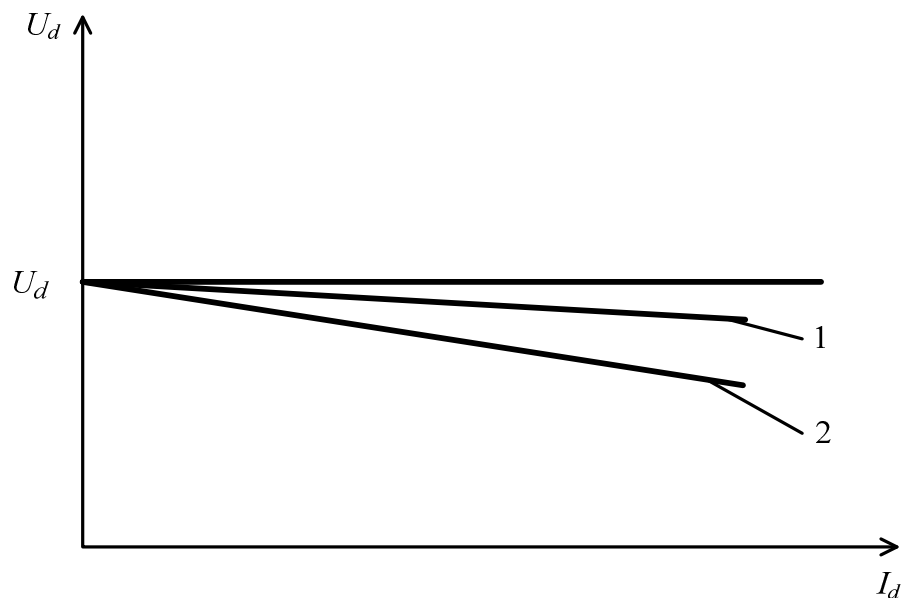


Рис.5.2

РОЗДІЛ 6. КЕРОВАНІ ВИПРЯМЛЯЧІ

При застосуванні випрямлячів середньої та великої потужності часто постає задача керування середнім значенням випрямленої напруги U_d з метою:

- забезпечення необхідного режиму роботи навантаження;
- стабілізації напруги на навантаженні у випадку зміни струму або коливань напруги в мережі живлення.

На даний час існують три способи керування випрямленою напругою.

Перший спосіб – це керування на боці змінного струму, коли тим чи іншим чином змінюють величину напруги на вході випрямляча. Для реалізації цього способу використовують автотрансформатори або трансформатори різноманітної конструкції:

- з відпайками на первинному або на вторинному боці (рис. 6.1а), переключення яких здійснюється електромеханічними або електронними ключами;
- з керуючим дроселем, підключеним послідовно до первинної або вторинної обмотки (рис. 6.1б);
- з рухомими обмотками висувним осердям;
- із зустрічно-паралельними тиристорами у первинній обмотці (рис. 6.1в) тощо.

Такий спосіб регулювання був поширений у 80-90 роки і на даний час замінюється більш ефективним фазовим регулюванням.

Другий спосіб – це керування на боці постійного струму, коли послідовно з навантаження підключають спеціальний регулювальний реостат (рис.6.2). Цей спосіб неекономічний, оскільки через цей реостат проходить струм навантаження, що призводить до значних втрат потужності у реостаті.

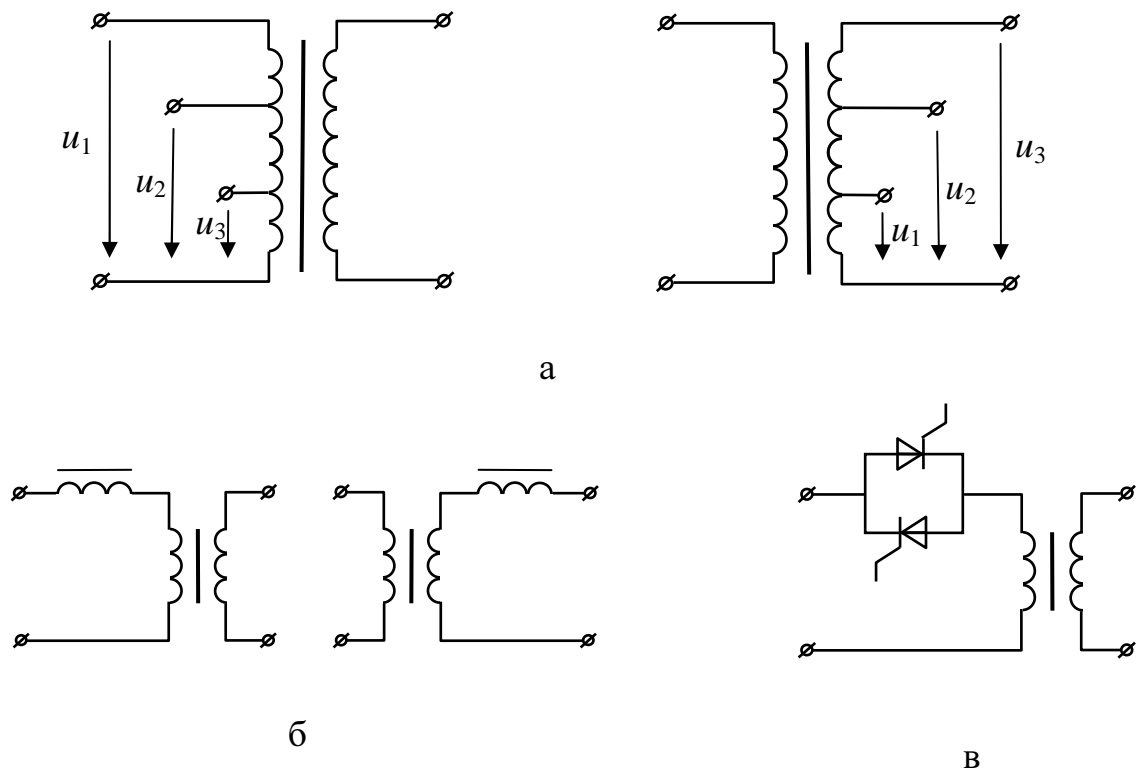


Рис. 6.1

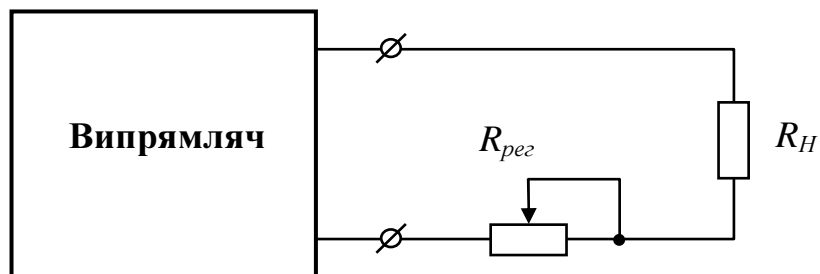


Рис. 6.2

Третій, найбільш сучасний, спосіб – це регулювання у процесі випрямлення напруги. Такий спосіб називають фазовим. Він базується на використанні у схемі випрямляча керованих вентилів – тиристорів.

Відомо, що звичайний діод відкривається у момент подачі додатної півхвилі синусоїдної напруги і закривається у момент її закінчення (рис. 6.3). На відміну від діода, для включення тиристора крім додатної

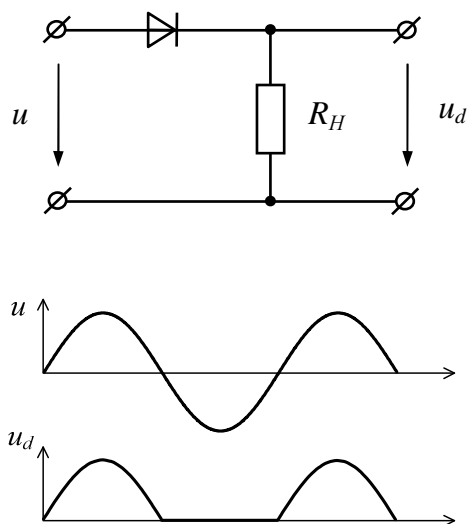


Рис.6.3

напруги на аноді потрібен ще сигнал на керуючому електроді, поданий від спеціального кола керування. Кут зсуву фаз між початком додатної півхвилі напруги і

моментом відкриття тиристора називають кутом керування α . Змінюючи величину α , регулюють інтервал відкритого стану тиристора внаслідок чого змінюється форма випрямленої напруги і, відповідно, її середнє значення (рис. 6.4).

Схема найпростішого регульованого випрямляча зображена на (рис. 6.5). Елементи R_1 , R_2 , C , VD утворюють коло керування, яке забезпечує подачу сигналу додатної полярності на керуючий електрод тиристора, що призводить до його відкриття. За допомогою резистора R_1 частина вхідної змінної напруги використовується для формування керуючого сигналу. Діод VD відсікає від'ємну частину сигналу, завдяки чому на керуючий електрод тиристора подаються імпульси додатної полярності. Елементи R_2 – C дозволяють змінювати кут керування α у

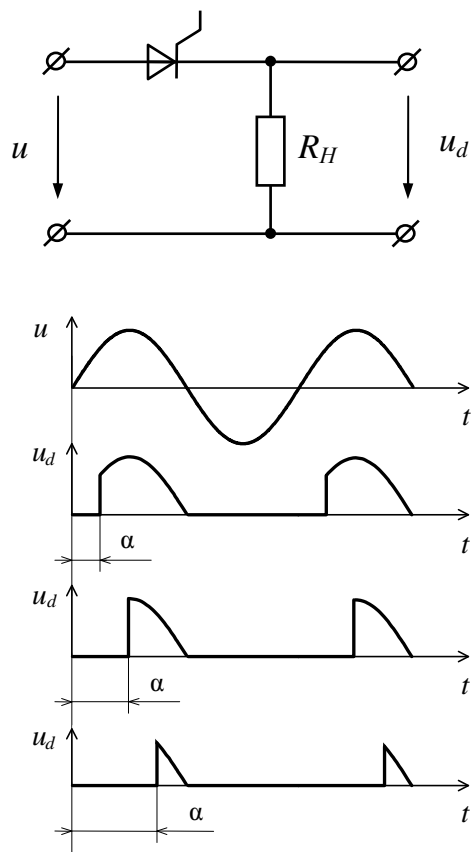


Рис. 6.4

межах $0-90^\circ$, при цьому середнє значення випрямленої напруги змінюється від U_d до $U_d/2$.

Серед схем керованих випрямлячів, як однофазних, так і трифазних, найбільш

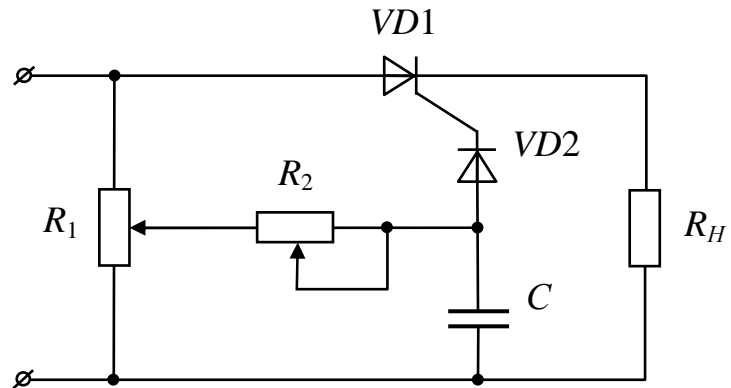


Рис. 6.5

поширена мостова схема. На рис. 6.6 зображено схему трифазного мостового керованого випрямляча, в якій усі діоди замінені тиристорами (симетрична схема). В окремих випадках тиристорами заміняють або анодну, або катодну групу діодів (несиметрична схема). Випрямляч, показаний на рис. 6.6 в залежності від величини кута керування α має такі режими роботи:

- без пауз у випрямленому струмі, якщо $0 < \alpha < \pi/3$; у такому режимі $U_d = U_{d0} \cdot \cos \alpha$, де U_{d0} - середнє значення випрямленої напруги при $\alpha = 0$;
- з паузами у випрямленому струмі, якщо

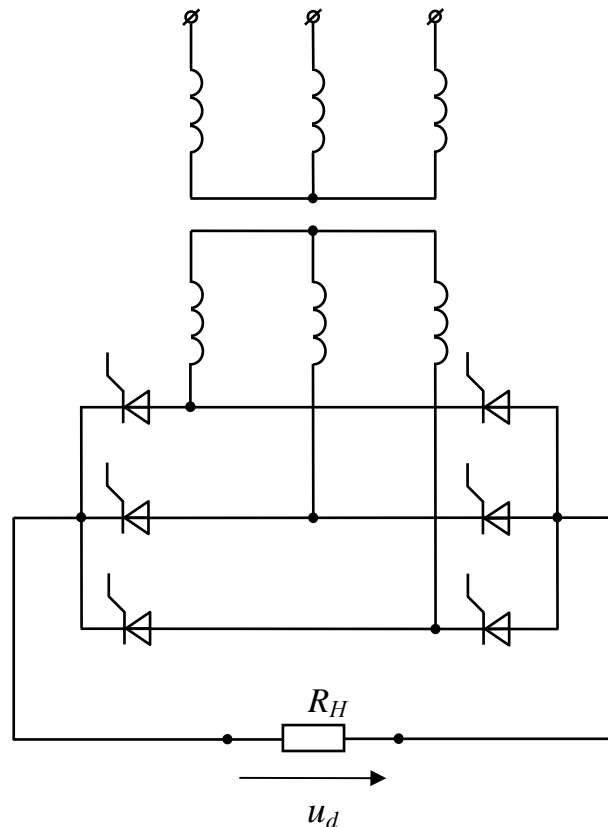


Рис. 6.6

$p/3 < \alpha < 2p/3$; у такому режимі $U_d = U_{d0} \cdot [1 + \cos(\frac{p}{3} + \alpha)]$.

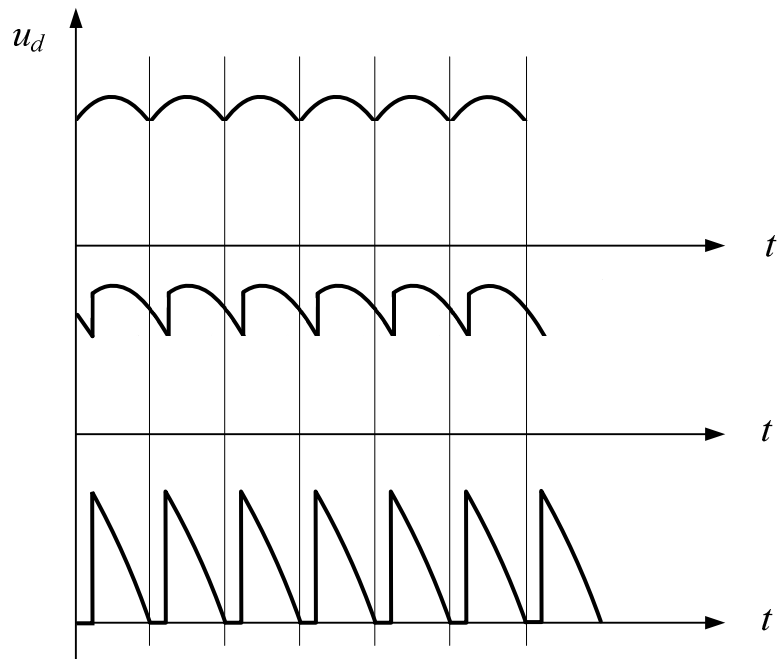


Рис.6.7

Залежність середнього значення випрямленої напруги U_d від кута α називають регулювальною характеристикою. На рис.6.7 показані регулювальні характеристики трьох найбільш поширених схем керованих випрямлячів.

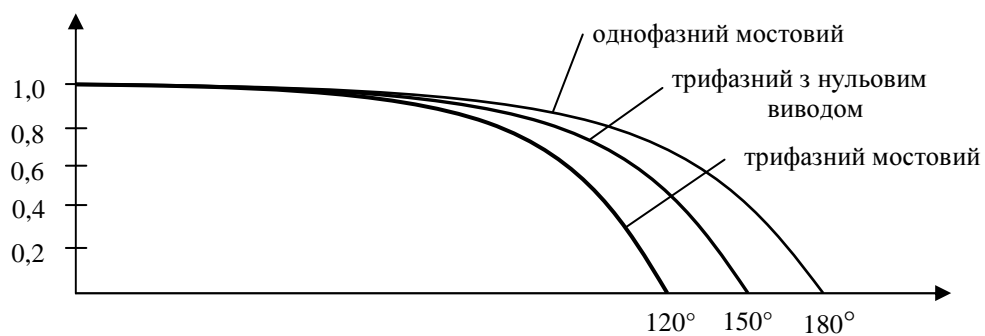


Рис.6.8

Зовнішня характеристика керованого трифазного мостового випрямляча зображена на рис.6.8.

РОЗДІЛ 7. СТАБІЛІЗАТОРИ НАПРУГИ

Стабілізаторами напруги називають пристрої, які автоматично підтримують напругу на навантаженні з заданим ступенем точності в умовах зміни напруги живлення і струмі навантаження.

Причини, за яких напруга живлення навантаження може змінюватися, такі:

- коливання напруги промислових мереж змінного струму (державні стандарти дозволяють відхилення діючих значень напруг у мережі $+5\% \div -15\%$);
- коливання частоти струму;
- зміна температури середовища.

Сучасна електронна апаратура припускає нестабільність напруги живлення у межах $0,1 \div 3\%$; для деяких вимірювальних приладів нестабільність напруги не повинна перевищувати $10^{-4}\%$.

Класифікація стабілізаторів

Стабілізатори класифікують за такими ознаками:

- за родом електричного параметра, який стабілізується – стабілізатори напруги і стабілізатори струму;
- за способом стабілізації – параметричні та компенсаційні;
- компенсаційні стабілізатори у свою чергу поділяють на стабілізатори безперервної та імпульсної дії.

Основні параметри стабілізаторів напруги

1. Коефіцієнт напруги:

$$K_U = \frac{\Delta U_{вх} / U_{вх\ H}}{\Delta U_{вих} / U_{вих\ H}},$$

де $\Delta U_{вх}$, $\Delta U_{вих}$ – приріст вхідної і вихідної напруги,

$U_{вх\ H}$, $U_{вих\ H}$ – номінальні значення вхідної і вихідної напруг.

2. Вихідний опір:

$$R_{вих} = \frac{\Delta U_{вих}}{\Delta I_{вих}} \text{ за умови } U_{вх} = const.$$

Бажано, щоб $R_{вих}$ був невеликий.

3. Коефіцієнт корисної дії:

$$\eta = \frac{U_{вих} \cdot I_{вих}}{U_{вх} \cdot I_{вх}}$$

4. Дрейф (припустима нестабільність вихідної напруги)

Розрізняють часовий дрейф (характеризує відносну зміну вихідної напруги за певний проміжок часу) і температурний дрейф (характеризує відносну зміну вихідної напруги у певному температурному діапазоні).

У деяких випадках необхідно врахувати також масу, габарити і термін придатності до роботи стабілізаторів, що використовуються.

Параметричні стабілізатори напруги

Сутність параметричної стабілізації напруги полягає у тому, що використовують нелінійний елемент з вольтамперною характеристикою, на ділянці якої зміні струму в широких межах відповідає незначна зміна (практично сталість) напруги. До таких елементів належать котушка з феромагнітним осердям (рис. 7.1), термістор (рис. 7.2), стабілітрон

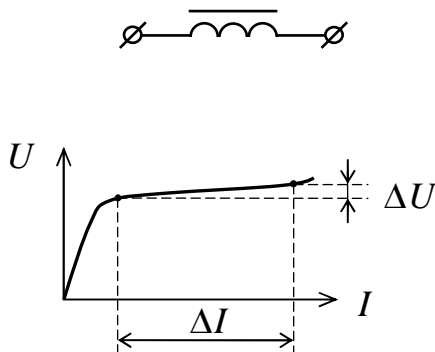


Рис. 7.1

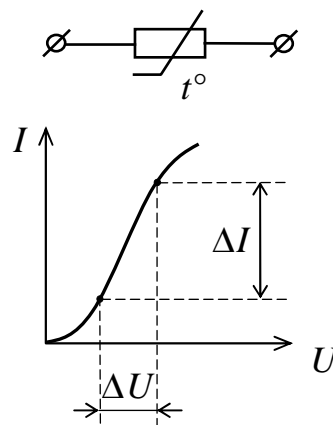


Рис.7.2

(рис.7.3) тощо.

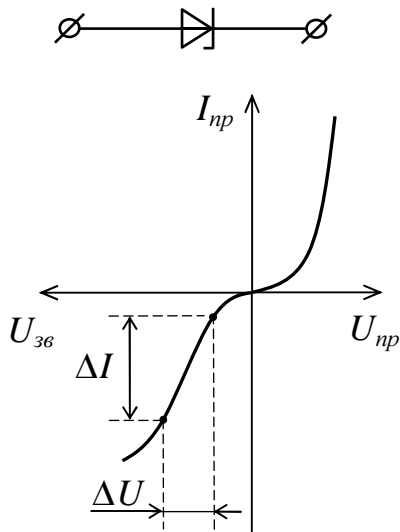


Рис.7.3

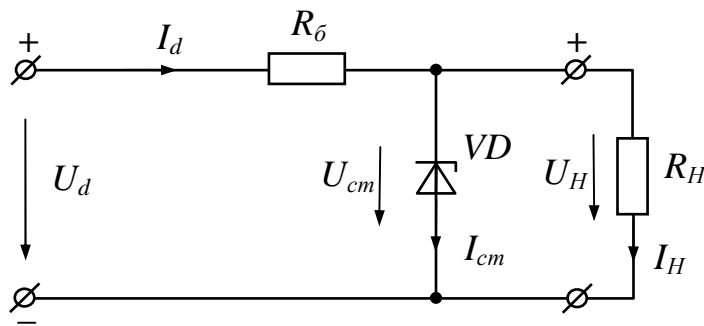


Рис.7.4

Схема параметричного стабілізатора напруги на стабілітроні показано на рис. 7.4. Вона складається зі стабілітрона VD і баластного резистора R_{δ} , який забезпечує потрібний режим роботи (без резистора R_{δ} напруга на вході і виході була б однаковою $U_d = U_H$ і стабілізація не відбувається).

Стабілізатор підключається до виходу випрямляча з фільтром. Навантаження вмикається

паралельно до стабілітрона.

Основні розрахункові співвідношення між напругами і струмами такого стабілізатора отримують за законами Кірхгофа:

$$I_d = I_{cm} + I_H = I_{cm} + \frac{U_{cm}}{R_H} \quad (7.1)$$

$$U_d = R_{\delta} I_d + U_{cm} \quad (7.2)$$

$$U_{cm} = U_H \quad (7.3)$$

У разі зміни напруги U_d під дією коливання напруги у мережі живлення або за зміни навантаження R_H , напруга U_H практично не змінюється, оскільки вона визначається майже сталою напругою

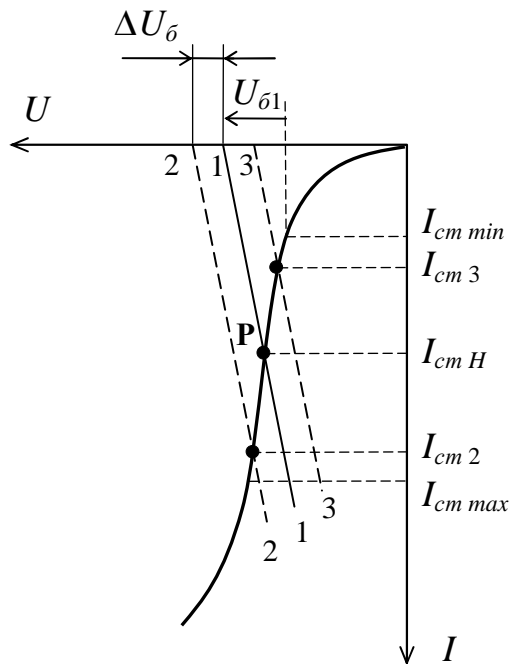


Рис.7.5

стабілітрона. Це наочно пояснюють графіки на рис.7.5. Користуючись довідником напівпровідникових приладів, вибирають вид стабілітрона на напругу, навантаження ($U_{ct} = U_H$). На вольтамперній характеристиці стабілітрона позначають робочу точку Р, яка відповідає номінальному струму стабілітрона, відомого з паспортних даних. В умовах зміни струму навантаження I_H і напруги U_d струм стабілітрона I_{ct} буде змінюватися від деякого мінімального значення $I_{ct \min}$ до максимального значення $I_{ct \max}$. Баластний резистор повинен забезпечити нормальний режим роботи стабілітрона, тобто мати такий опір R_δ , за якого струм стабілітрона I_{ct} буде змінюватися у межах $I_{ct \min} - I_{ct \max}$. Для виконання зазначеної умови вольтамперна характеристика баластного резистора мусить перетинати вольт амперну характеристику стабілітрона у точці Р. З'єднав початок координат з точкою Р, отримують вольтамперну характеристику баластного резистора і розраховують його опір за формулою:

$$R_\delta = \frac{m_U}{m_I} \operatorname{tg} \beta,$$

де – масштаби по вісі напруги напруги і струму.

Скориставшись співвідношенням (7.1), визначають струм на вході стабілізатора I_{d1} і напругу на баластному опорі $U_{\delta 1} = R_{\delta} I_{d1}$. На вісі напруги ліворуч від точки U_{cm} відкладають напругу $U_{\delta 1}$ і отримують точку 1, яка згідно зі співвідношенням (7.2) відповідає вхідній напрузі U_{d1} за номінального режиму роботи стабілітрона.

З'єднав точки 1 та Р, отримують пряму 1, за допомогою якої зручно аналізувати роботу стабілізатора. Припустимо, що внаслідок збільшення напруги в мережі живлення, вхідна напруга стабілізатора U_{d1} зросла на величину ΔU_d . Тоді пряма 1 зміститься ліворуч від точки 1 на вісі напруги на відстань ΔU_d і займе положення 2. Точка 2 перетину прямої з вольтамперною характеристикою стабілітрона відповідає новому режиму роботи стабілізатора: $U_H \approx U_{cm}$, $I_{cm2} > I_{cmH}$ (рис.7.5). Якщо вхідна напруга U_{d1} зменшиться на величину ΔU_d , то пряма 1 зміститься праворуч від точки 1 і займе положення 3; для такого режиму роботи $U_H \approx U_{cm}$, $I_{cm3} < I_{cmH}$.

За допомогою такого стабілізатора можна отримати стабілізовану напругу від декількох вольт до декількох сотень вольт при струмах від одиниць міліампер до одиниць ампер. У разі необхідності стабілізувати напругу, меншу за 3 вольта, замість стабілітронів використовують стабістори. Для стабілізації високої напруги застосовують послідовне ввімкнення стабілітронів. Паралельне ввімкнення стабілітронів з метою збільшення струму навантаження не припустимо. Це пояснюється тим, що у стабілітроні завжди існує хоч і незначна, але важлива при застосуванні розбіжність параметрів. За паралельного ввімкнення стабілітронів першим відкриється той, у якого напруга U_{cm} виявиться найменшою; при цьому напруга на стабілітронах одночасно знизиться і усі інші стабілітрони вже не зможуть відкритися.

За допомогою стабілітронів можна стабілізувати також змінну напругу; з цією метою їх вмикають зустрічно (рис. 7.6)

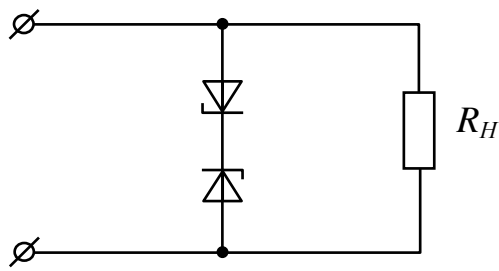


Рис.7.6

Основними перевагами параметричних стабілізаторів є простота конструкції та надійність роботи. До недоліків слід віднести:

- малий коефіцієнт стабілізації (зазвичай 30–50);
- вузький і нерегульований діапазон стабілізованої напруги;
- невеликий коефіцієнт корисної дії (0,3–0,35);
- великий внутрішній опір стабілізатора (5–20 Ом).

Компенсаційні стабілізатори постійної напруги

Компенсаційні стабілізатори являють собою систему автоматичного регулювання. Сутність компенсаційної стабілізації така: вихідна напруга U_H або її частина порівнюється з еталонною (опорною) напругою U_o у спеціальному електронному блоці, який називають блоком порівняння та підсилення (БПП). В залежності від величини і знака неузгодженості напруг U_H і U_o блок порівняння виробляє певний сигнал, який подається на спеціальний регулюючий елемент (РЕ). Під дією цього сигналу змінюється режим роботи РЕ і відбувається перерозподіл напруги у колі таким чином, що напруга U_H залишається незмінною.

Розрізняють два типи компенсаційних стабілізаторів напруги:

- паралельні, в яких РЕ вмикається паралельно навантаженню (рис.7.7);
- послідовні, в яких РЕ вмикається послідовно з навантаженням (рис.7.8).

В обох типах стабілізаторів як джерело опорної напруги зазвичай використовують стабілізатори, як регулюючий елемент – потужний транзистор. Блок порівняння та підсилення являє собою підсилювач

постійного струму (побудований на дискретних напівпровідникових

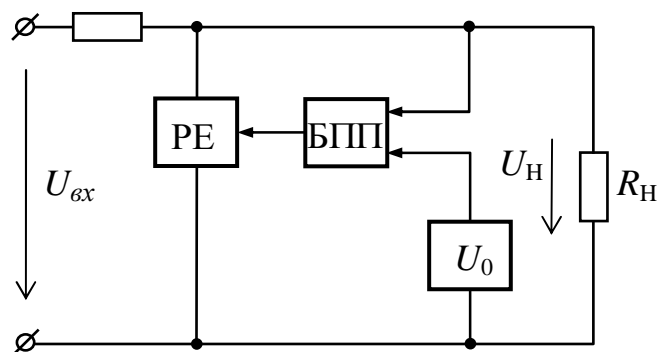


Рис.7.7

пристроях), а у більш сучасному варіанті – інтегральний операційний підсилювач.

У паралельному компенсаційному стабілізаторі (рис.7.7) стабілізація напруги досягається так само, як і в

параметричному – шляхом зміни напруги на баластному опорі R_{δ} . Якщо вхідну напругу стабілізатора U_d вважати незмінною, то сталості напруги навантаження U_H відповідає незмінність напруги на баластному опорі $U_{R_{\delta}}$. Зміна струму навантаження I_H від 0 до максимального значення супроводжується зміною струму регульовального елемента РЕ від максимального значення до 0; відповідно змінюються вхідний струм I_d і напруга $U_{R_{\delta}} = R_{\delta} I_d$.

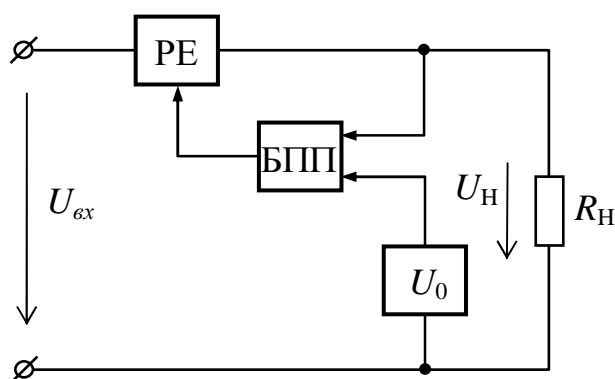


Рис.7.8

У послідовному компенсаційному стабілізаторі (рис.7.8) стабілізація напруги досягається шляхом зміни напруги на регульовальному елементі, струм якого дорівнює струму навантаження.

Таким чином, принцип дії компенсаційних стабілізаторів постійної напруги обох типів застосований на зміні опору регульовального елемента. Наявність РЕ спричиняє втрати енергії у стабілізаторі.

Порівняння обох типів стабілізаторів за потужність втрат показує, що енергетичні показники, зокрема ККД, послідовних стабілізаторів вище, ніж у паралельних, особливо у випадках широкого діапазону зміни струму навантаження I_H . Саме за цієї причина послідовні стабілізатори більше поширені в інженерній практиці. З переваг паралельних стабілізаторів слід відмітити їх нечутливість до перевантаження струмом I_H , зокрема струмом короткого замикання вихідного кола. Послідовні стабілізатори потребують пристроїв захисту регульовального елемента від перевантаження струмом.

Схема компенсаційного стабілізатора постійної напруги послідовного типу, побудована на дискретних напівпровідникових елементах, зображено на рис.7.9. У такому стабілізаторі:

- джерело опорної напруги (ДОН) – стабілітрон VD ;
- регульовальний елемент (РЕ) – потужний транзистор $VT1$;
- блок порівняння та підсилення (БПП) – малопотужний транзистор $VT2$, резистори R_B , R_K та вхідний дільник напруги R_1, R_2, R_3 , завдяки якому не вся вихідна напруга U_H , а її частина $v \cdot U_H$ порівнюються з опорною напругою U_o (v – коефіцієнт ділення дільника).

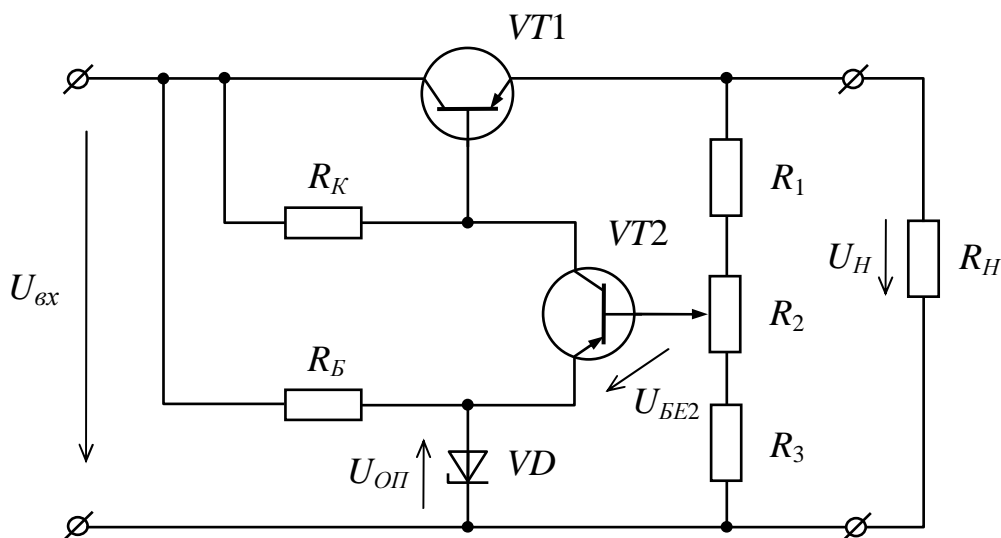


Рис.7.9

Припустимо, що внаслідок збільшення вхідної напруги U_d або зменшення вихідного струму I_H напруга навантаження U_H зросла, відхиляючись від номінального значення. Частина напруги U_H , яка дорівнює $\beta \cdot U_H$ порівнюється з опорною напругою U_o . Оскільки напруга U_o є сталою, то напруга між базою і емітером транзистора VT2 $U_{БЭ2} = U_o - \beta U_H$ зменшується і відповідно зменшуються його струми. Зниження колекторного струму I_{K2} транзистора VT2 призводить до зменшення напруги між базою та базою та колектором транзистора VT1 $U_{КБ1} = R_K I_{K2}$, що еквівалентно зростанню опору VT1. За цієї причини збільшується напруга на транзисторі VT1, завдяки чому напруга на навантаженні набуває значення, близького до номінального з певним ступенем точності. За допомогою змінного резистора $R_{рег}$ можна регулювати напругу U_H .

Останнім часом для підвищення коефіцієнта стабілізації у блоці порівняння замість підсилювача на транзисторі VT2 використовують інтегральний операційний підсилювач (рис.7.10). У таких стабілізаторах коефіцієнт стабілізації досягає декількох тисяч; крім того, зменшується

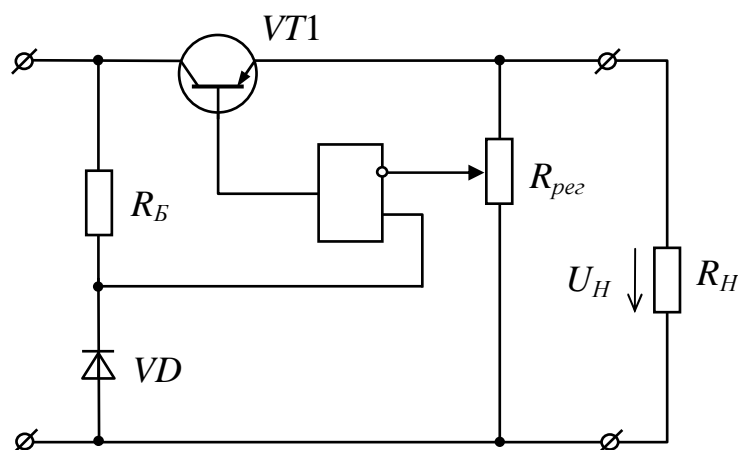


Рис.7.10

дрейф (повільна зміна) вихідної напруги та її пульсація.

Розглянуті компенсаційні стабілізатори неперервної дії мають порівняно з параметричними стабілізаторами такі **переваги:**

- високий коефіцієнт стабілізації ($K_{CT} > 1000$);
- малий внутрішній опір ($R_{вн} \approx 10^{-3} \div 10^{-4}$ Ом);
- більший ККД ($\eta = 0,5 \div 0,6$);

І такі **недоліки**:

- складна будова і, відповідно, менша надійність роботи;
- значні габарити, маса і вартість, що пояснюється не тільки більшою кількістю елементів, але і необхідністю застосовувати радіатори для нормального тепло відводу від потужного регульовального транзистора VT1.

Найбільш сучасними є стабілізатори неперервної дії у інтегральному виконанні, які дозволяють по-новому здійснювати живлення складних електронних пристроїв. Їх застосовують як індивідуальні стабілізатори для окремих блоків та каскадів; у той же час спільні джерела живлення можуть бути нестабілізованими.

Імпульсні стабілізатори постійної напруги відрізняються від стабілізаторів неперервної дії тим, що робота регульовального елемента – транзистора – відбувається у ключовому режимі: транзистор або відкритий, або закритий. Структурна схема імпульсного стабілізатора постійної напруги і часові діаграми вихідної напруги подані на рис.7.11.

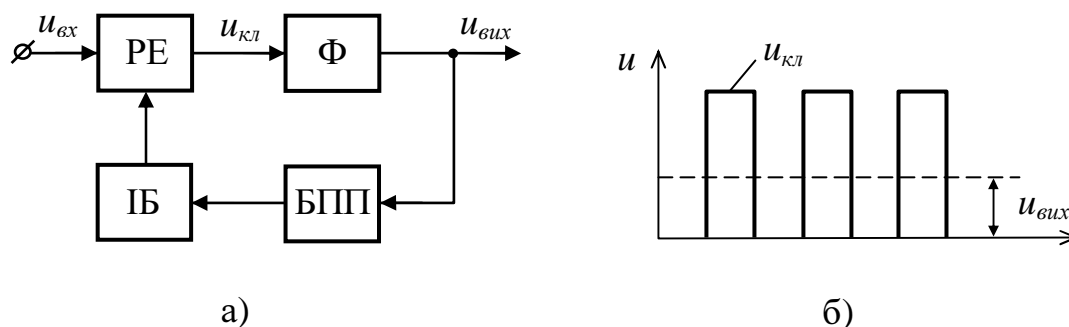


Рис.7.11

У блоці порівняння і підсилення (БПП) вихідна напруга порівнюється з опорною. Отримана різниця напруг діє на імпульсний блок (ІБ), який створює імпульси різної тривалості або частоти слідування. Ці імпульси керують роботою регулювального елемента (РЕ), на виході якого напруга має форму однополярних прямокутних імпульсів u_{KL} (рис.7.11 б). Для перетворення таких імпульсів у постійну напругу використовують згладжувальний фільтр Φ (здебільшого це Γ -подібний $L-C$ фільтр). Змінюючи тривалість або частоту слідування імпульсів, які створює ІБ, можна підтримувати сталою вихідну напругу за зміни як вхідної напруги, так і струму навантаження.

В залежності від способу керування регулювальним елементом імпульсні стабілізатори поділяють на релейні (або двопозиційні) та з широтно-імпульсною модуляцією.

Обидва способи детально розглядаються у спецкурсах з електроніки. Зазначимо лише, що стабілізатори з широтно-імпульсною модуляцією, порівняно з релейними, мають менші пульсації вихідної напруги, які принципово можуть бути зведені до 0, але й меншу швидкодію.

Якщо порівнювати імпульсні стабілізатори постійної напруги з параметричними і компенсаційними стабілізаторами неперервної дії, то слід насамперед відмітити їх високий коефіцієнт корисної дії, що забезпечується саме ключовим режимом роботи потужного регулювального транзистора. У такому режиму потужність втрат цього транзистора $P_{KP} = U_{KЭ} I_K$ мала, оскільки у відкритому стані напруга на транзисторі $U_{KЭ}$ близька до 0, а в закритому стані струм I_K через транзистор близький до 0. Мала потужність розсіювання P_{KP} дозволяє відмовитись від тепловідводних радіаторів, що зменшує масу і габарити стабілізаторів. Останні дві переваги досягаються також збільшенням частоти перемикачів регулювального транзистора, яка зазвичай лежить у

діапазоні $2 \div 50$ кГц. У той же час збільшення частоти перемикачів спричиняє зростання потужності втрат у регульовальному транзисторі, індуктивній котушці згладжувального фільтра і деяких інших елементах, що призводить до зменшення ККД таким чином, вибираючи частоту перемикачів, доводиться вирішувати задачу пошуку оптимального рішення: з одного боку, ККД повинен бути максимальним, а з іншого боку маса і габарити мають бути найменшими. На сьогодні для вирішення подібних задач використовують ЕОМ, які дуже швидко аналізують велику кількість варіантів і вибирають серед них оптимальний.

РОЗДІЛ 8. ІНВЕРТОРИ

8.1. Загальні відомості про інвертори

Інвертори – це пристрої, які перетворюють постійний струм у змінний струм зі сталою або регульованою частотою.

Інвертори поділяють на ведені мережею та автономні. Головна відмінність між ними полягає у тому, що ведені мережею (або просто ведені) інвертори віддають енергію в електричну мережу змінного струму, а автономні інвертори працюють на навантаження, не зв'язане з електричною мережею. Навантаженням автономного інвертора може бути окремий споживач (асинхронний двигун, електрична установка) або розгалужена мережа споживачів, кожний з яких працює за своїм графіком.

Ведені інвертори виконують за такими самими схемами, що й керовані випрямлячі.

В автономних інверторах одним з головних функціональних елементів є конденсатор, призначений не тільки для запирання тиристорів, але й для формування кривої вихідної напруги пристрою. Конденсатор визначає перебіг процесів у перетворювачах, відповідно яким інвертори поділяють на:

- автономні інвертори напруги (АІН);
- автономні інвертори струму (АІС);
- автономні резонансні інвертори (АІР);

В АІН джерело живлення працює в режимі джерела напруги (наприклад, акумуляторна батарея). У разі живлення від випрямляча на вході АІН підключають конденсатор великої ємності з метою шунтування джерела живлення по змінному струму для надання йому властивостей

джерела напруги. Крива вихідної напруги складається з послідовності двополярних імпульсів з амплітудою, рівною напрузі джерела живлення.

В АІС джерело живлення працює в режимі джерела струму. Такий режим створюють шляхом вмикання у коло джерела живлення дроселя з великою індуктивністю. Конденсатор підключають паралельно навантаженню; він бере участь у формуванні кривої вихідної напруги і забезпечує запирання тиристорів. Крива напруги у простішому випадку (активне навантаження) складається з ділянок експонент заряду і розряду конденсатора.

В АІР конденсатор вмикають послідовно з навантаженням або паралельно до нього. Перебіг процесів у головних колах перетворювача обумовлений коливальним процесом перезаряду конденсатора в колі з джерелом живлення та індуктивністю, яка міститься у складі навантаження або спеціально введена у вигляді дроселя. Окрім формування кривої струму (напруги) навантаження конденсатори виконують операцію запирання тиристорів. У таких інверторах струм у колі навантаження наближається за формою до синусоїди.

Основні області застосування автономних інверторів такі:

- живлення споживачів змінного струму (АІН, АІС) у пристроях, де єдиним джерелом енергії є акумуляторна батарея (наприклад, бортові електроустановки);
- резервне живлення відповідальних споживачів (АІН, АІС) у випадку відключення мережі змінного струму (електрозв'язок, обчислювальна техніка);
- електротранспорт (АІН, АІС), який живиться від контактної мережі або іншого джерела постійного струму, де тяговими двигунами бажано мати прості, надійні, дешеві короткозамкнені асинхронні двигуни;

- електропривод з асинхронними та синхронними двигунами (АІН, АІС), де інвертор використовують як джерело регульованих напруги і частоти;
- перетворювачі постійної напруги однієї величини у постійну напругу іншої величини (АІН, АІС, АІР);
- пристрої для отримання змінного струму (АІН, АІС, АІР) необхідної частоти від джерел прямого перетворення енергії (термо- і фотоелектричні генератори, паливні елементи, МГД-генератори), що виробляють енергію на постійному струмі;
- електротермія (АІС, АІР) для отримання змінного струму підвищеної частоти (плавка металу, нагрівання і закалювання виробів).

8.2. Інвертори, ведені мережею (або ведені інвертори)

Інвертори вказаного типу виконують за такими самими схемами, що й керовані випрямлячі. На рис. 8.1 подано схему однофазного двонапівперіодного перетворювача з нульовим відводом трансформатора, який може працювати у режимі випрямляча (див. 2.2) або у режимі інвертора в залежності від кута α керування тиристорів. Такі перетворювачі називають реверсивними. Насамперед визначимо основні положення, що відрізняють ці режими.

Коли перетворювач працює як випрямляч (рис 8.1,а) то джерелом енергії (генератором) для нього є мережа змінного струму. Тому при куті керування $\alpha = 0$ струм i_1 , споживаний з мережі, за фазою зберігається з напругою живлення u_1 . Якщо індуктивність згладжувального дроселя $L_d \rightarrow \infty$, то форма струму i_1 близька до прямокутної. Тиристор $VS1$ – відкритий за додатної полярності напруги u'_2 , а тиристор $VS2$ – за додатної полярності u''_2 . На виході пристрою випрямлена напруга U_d і струм I_d

мають однаковий напрямок. З розділу 6 відомий вираз середнього значення напруги $U_{d\delta}$ керованого випрямляча: $U_{d\delta} = U_{d0} \cos \delta$ (U_{d0} – середнє значення при $\alpha = 0$), з якого випливає, що при $\delta = 90^\circ$ випрямлена напруга $U_{d\delta}$ стає рівною 0. **Висновок:** робота перетворювача у режимі випрямлення можлива за умови $\delta < \pi/2$.

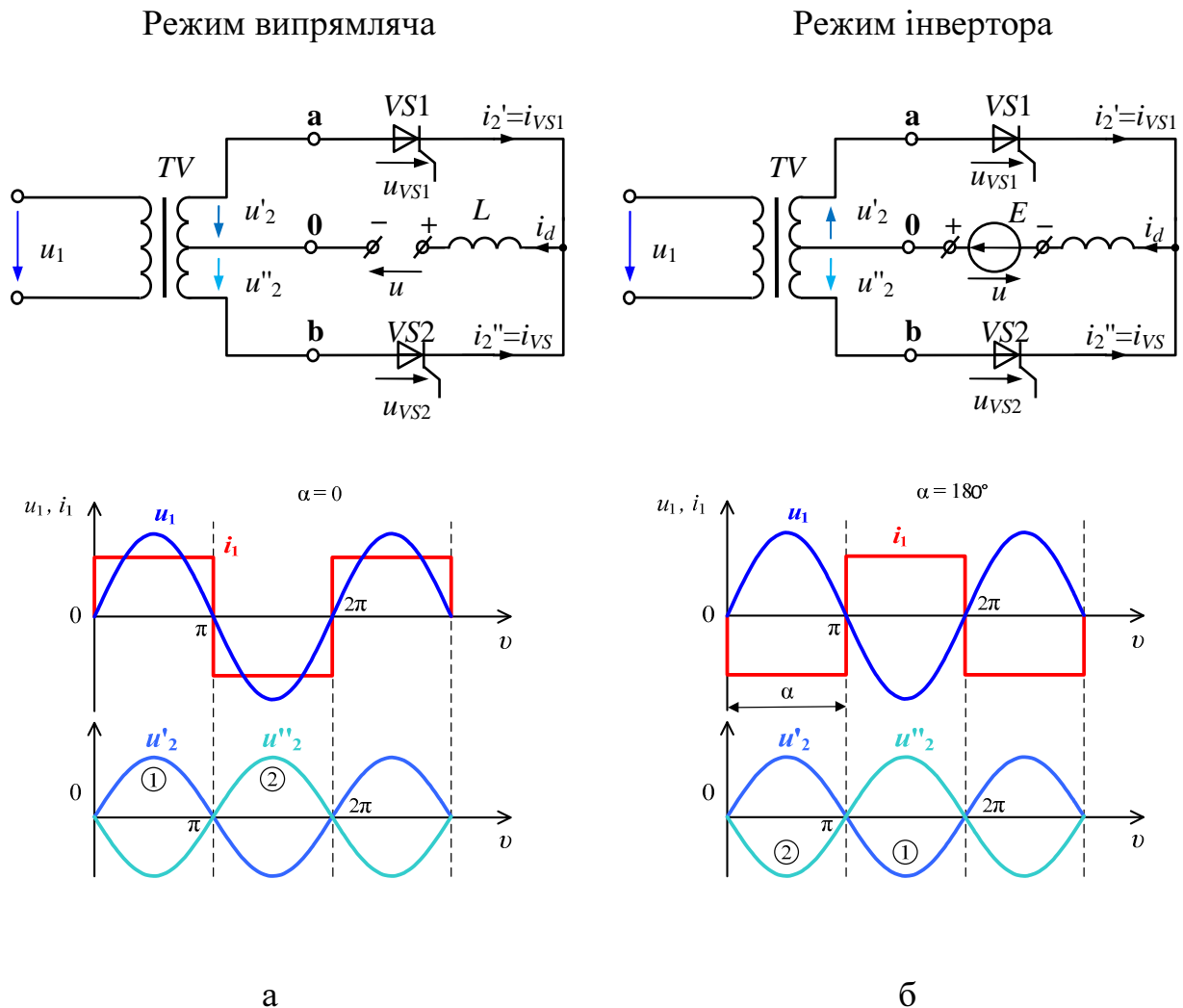


Рис. 8.1

Коли перетворювач працює як інвертор, то джерелом енергії є підключений до вихідних затисків генератор постійної напруги E . Вироблену генератором E електроенергію пристрій передає у мережу змінного струму, яка у цьому режимі є споживачем енергії. Показником

споживання енергії мережею є фазовий зсув на 180° струму i_1 відносно напруги u_1 . Це означає, що тиристори мають бути відкритими за від'ємної полярності напруг вторинних обмоток трансформатора: $VS1$ – за від'ємної полярності u'_2 , а $VS2$ – за від'ємної полярності u''_2 . Таке ввімкнення тиристорів реалізує підключення вторинних обмоток трансформатора через дросель L_d до генератора E , завдяки чому досягається: 1) перетворення постійного струму i_d у змінний струм i_1 ; 2) передача енергії генератора E у мережу. **Висновок:** теоретично робота перетворювача у режимі інвертування можлива за умови $b = p$.

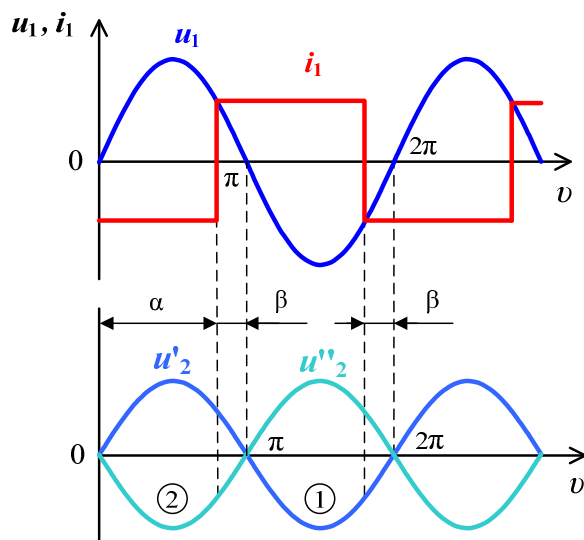


Рис. 8.2

На практиці доводиться враховувати наступні обставини. Ввімкнення чергового тиристора здійснюють керуючим імпульсом, а вимикання раніше відкритого тиристора відбувається під дією зворотної напруги, яка створена напругою u_1 мережі на вторинних обмотках трансформатора $u_{зв} = u'_2 + u''_2$ (звідси походить назва інвертора – «ведений мережею»). Якщо черговий тиристор вмикати точно при куті керування $\alpha = 180^\circ$, то попередній тиристор не встигне закритися, оскільки для цього йому потрібен деякий час $t_{вим}$. Тоді цей тиристор протягом часу $t_{вим}$ створить коротке замикання по колу вторинна обмотка трансформатора – генератор E (рис. 8.1,б). Таке явище називають зливом інвертування або перекиданням інвертора. Щоб запобігти виникненню короткого замикання

необхідно черговий тиристор вмикати трохи раніше, тобто з кутом α менше 180° на кут β , який називають кутом випередження (рис. 8.2). Отже, на практиці перетворювач працює в режимі інвертора за умови $\delta = \rho - \nu$ (інакше $\delta + \nu = \rho$).

В інверторному режимі середнє значення напруги U_d на затискачах перетворювача описується виразом

$$U_{d\nu} = U_{d0} \cos \delta = U_{d0} \cos(\rho - \nu) = -U_{d0} \cos \nu$$

і має полярність, протилежну порівняно з режимом випрямлення. Через наявність у схемі тиристорів струм I_d зберігає однаковий напрямок в обох режимах, тому при інвертуванні напруга $U_{d\nu}$ і струм I_d напрямлені зустрічно. ЕРС генератора має бути більшою за $U_{d\nu}$, щоб компенсувати спад напруги на вторинних обмотках трансформатора, комутаційний спад напруги та інші втрати, які виникають під час передачі енергії. Для забезпечення безаварійної роботи пристрою неможна допускати, щоб ЕРС генератора збільшувалося, а змінна напруга мережі зменшувалася. У разі виникнення такої ситуації зростає час комутації тиристорів, що може призвести до короткого замикання і зриву інвертування.

Для переведення перетворювача з випрямного в інверторний режим необхідно:

- змінити на зворотну полярність постійної напруги U_d на затискачах пристрою;
- забезпечити проходження струму через тиристори переважно за від'ємної полярності напруг вторинних обмоток трансформатора;
- виконувати ввімкнення тиристорів з кутом випередження β , критерієм вибору якого є час $t_{\text{вим}}$ для поновлення тиристором запірних властивостей за максимально допустимого струму $I_{d \max}$.

На рис. 8.3 показано узагальнену регульовальну характеристику $U_d = f(\beta)$ перетворювача, веденого мережею. Вона ілюструє основне положення відносно кута керування α : за зміни α у межах $0 < \beta < \pi/2$ перетворювач працює як керований випрямляч; за зміни α у межах $\pi/2 < \beta < \pi$ – як ведений інвертор.

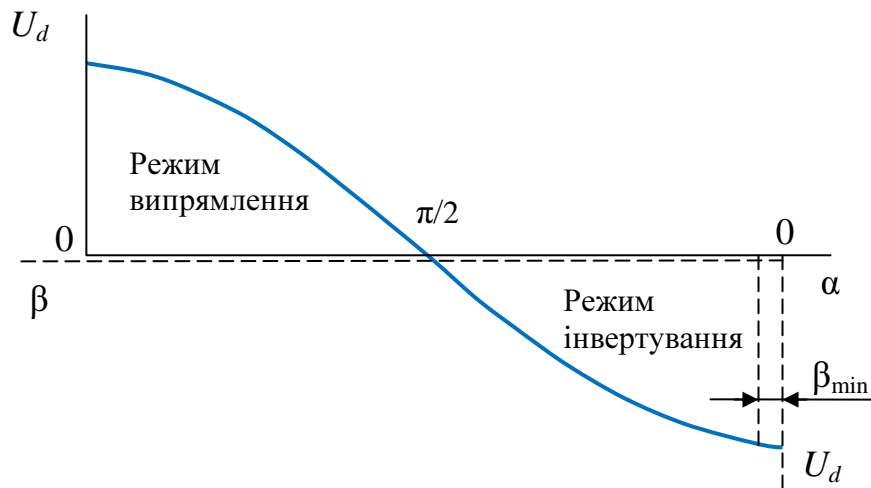


Рис. 8.3

На рис. 8.4 подано сім'ю зовнішніх характеристик розглянутого перетворювача в інверторному режимі $U_{dв} = f(I_d)$ за фіксованих значень кута випередження β . Якщо $I_d \rightarrow \infty$, то характеристики зображуються паралельними прямими. Підвищення струму I_d збільшує термін комутації тиристорів і скорочує час, відведений на поновлення запірних властивостей відпрацювавшего тиристора під дією зворотної напруги. При досягненні струмом значення $I_d = I_{d\max}$ час на відновлення запірних властивостей тиристора (і відповідний йому електричний кут θ) стає мінімально допустимим ($\theta = \theta_{\min}$) і подальше зростання струму веде до зриву інвертування. Значення $I_{d\max}$ отримують з точок перетину зовнішніх характеристик з обмежувальною характеристикою інвертора, яка описується рівнянням

$$E_{d\max} = U_{d\max} = U_{d0} \cos \alpha_{\min} - \frac{I_{d\max} x_a}{p},$$

де x_a – сумарний опір індуктивностей розсіювання обмоток трансформатора і мережі живлення, зведений до вторинної (вентильної) обмотки трансформатора.

Графічно обмежувальна характеристика зображується прямою з нахилом, зворотним нахилу зовнішніх характеристик (рис. 8.4)

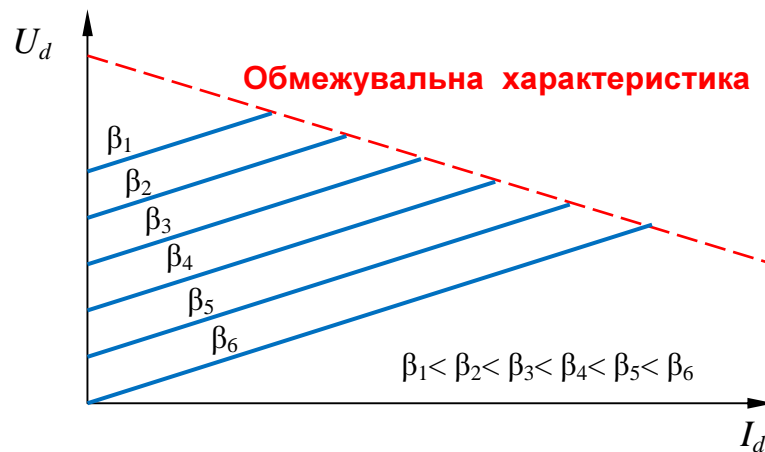
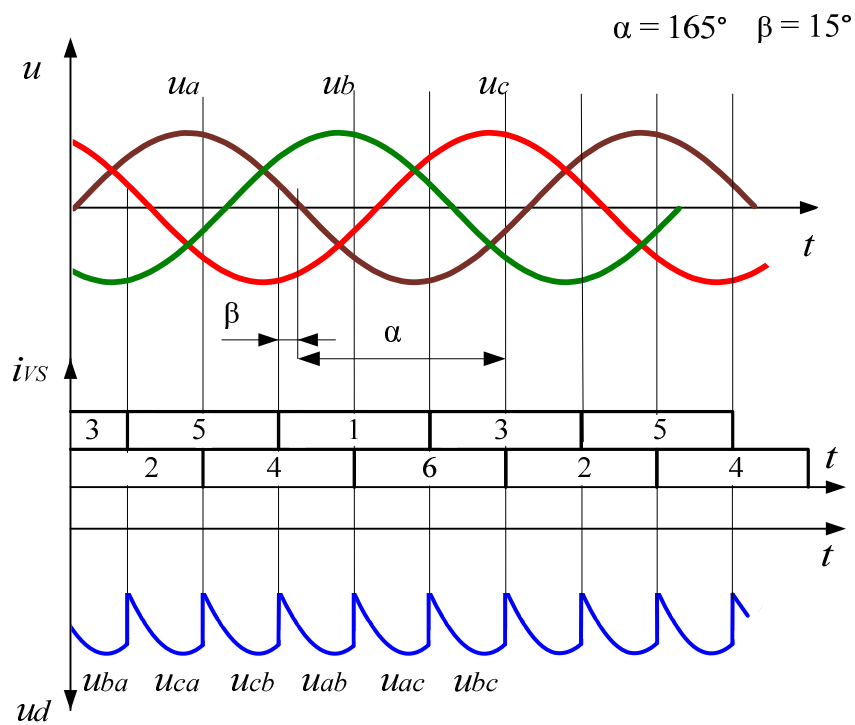
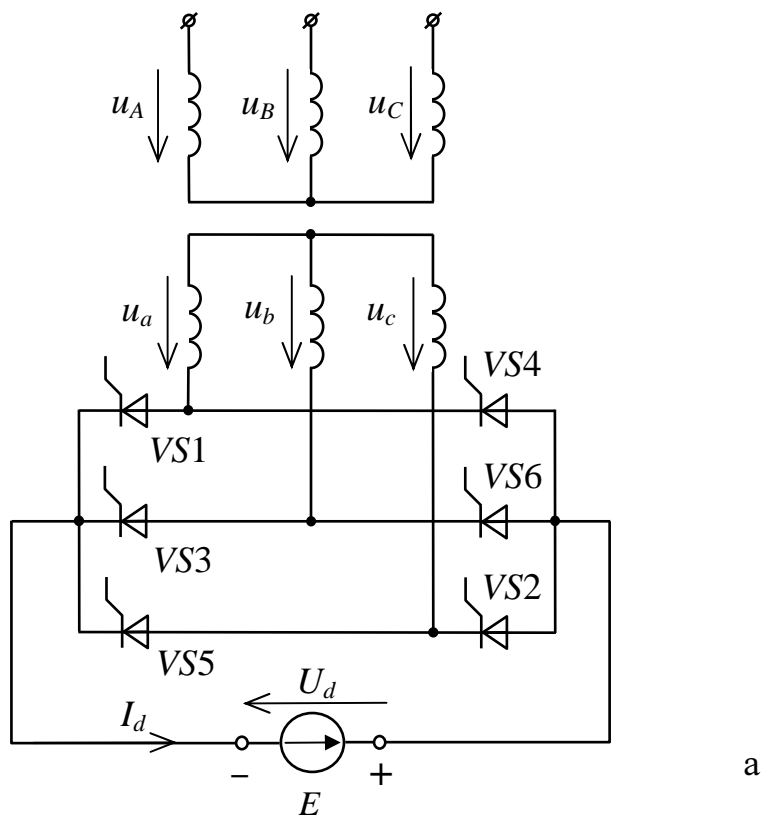


Рис. 8.4

Однофазний ведений інвертор, побудований за мостовою схемою, має принцип дії та характеристики, аналогічні розглянутим вище. На ведені інвертори поширюються вказані у розділі 2.3 особливості мостової схеми випрямляча відносно схеми з нульовим відводом трансформатора.

Трифазний мостовий ведений інвертор (рис. 8.5,а) є найбільш поширеним, оскільки має порівняно з однофазним суттєві переваги: краще використання тиристорів за струмом і напругою; більш високий коефіцієнт потужності; значно меншу індуктивність згладжувального дроселя завдяки більш високій частоті та меншій амплітуді пульсацій напруги U_d . Електромагнітні процеси у такому інверторі якісно подібні процесам у розглянутому вище однофазному перетворювачі. Режим інвертування

характеризується значенням кута керування $\alpha > \pi/2$ за такої ж послідовності ввімкнення тиристорів, як у керованому випрямлячі.



Зв'язок між кутами керування α і кутами випередження β залишається незмінним: $\beta + \alpha = \pi$. Вказаним значенням кута α відповідає ввімкнення тиристорів і проходження через них струму переважно за від'ємної полярності фазних напруг. Принцип побудови кривої напруги U_d такий самий, як для випрямляча (розділ 3.2), але тепер U_d формується з ділянок мінімальних напруг від'ємної полярності і має зворотний напрямок відносно випрямного режиму (рис. 8.5,б).

Вигляд зовнішніх характеристик, показаних на рис 8.4, залишається дійсним і для трифазного мостового веденого інвертора. Рівняння обмежувальної характеристики набуває вигляду

$$E_{d\max} = U_{d\max} = U_{d0} \cos \alpha_{\min} - \frac{3I_{d\max} x_a}{p}.$$

8.3 Тиристорні перетворювачі для електроприводу постійного струму

У різних галузях промисловості, а також на електричному транспорті широко використовують електропривод на основі двигунів постійного струму. Сучасний електропривод має задовольняти таким основним вимогам виробничих механізмів: швидкий і одночасно плавний пуск (гальмування) двигуна; плавне регулювання швидкості обертання; реверс (зміна напрямку обертання). Розвиток автоматизованого електроприводу нерозривно пов'язаний з розповсюдженням тиристорних перетворювачів, які повністю відповідають вказаним вимогам і достатньо різноманітні за своїми схемами.

На рис. 8.6 подано структурну схему реверсивного перетворювача, яка складається з одного комплекту тиристорів (ТП) і контакторного перемикача (контактора П). У цій схемі, як у більшості перетворювачів,

призначених для електроприводу, режим випрямлення чергується з режимом інвертування.

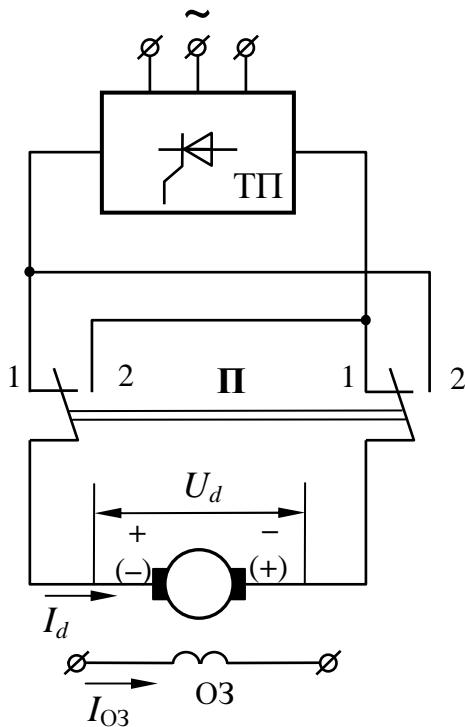


Рис. 8.6

Припустимо, що контактор П на рис. 8.6 знаходиться у положенні 1. Для пуску двигуна тиристорний перетворювач ТП вводять у режим випрямлення з кутом керування α_1 , близьким до 90° . Двигун починає набирати швидкість в прямому напрямі обертання за невеликої напруги U_d , полярність якої показано на рис. 8.6 без дужок. Збільшення частоти обертання двигуна здійснюють підвищенням напруги U_d шляхом зменшення кута керування α . Режим пуску закінчується, коли кут α набуває значення, за якого двигун

обертається з заданою частотою.

Гальмування двигуна виконують переведенням пристрою у режим інвертування, для чого контактор П перемикають у положення 2 (цим досягається зміна полярності підключення двигуна до перетворювача). Кут керування α збільшують до значення $\alpha > \pi/2$, контролюючи відповідний кут випередження $\beta = \pi - \alpha$. Машина постійного струму переходить у режим генератора і створює гальмівний момент. Кінетична енергія, накопичена інерційними масами на валу двигуна, перетворюється в електричну енергію і віддається через перетворювач у мережу змінного струму. Таке явище називають рекуперативним гальмуванням. У

результаті частота обертання та індукована двигуном напруга U_d зменшуються.

Якщо після зупинки двигуна повернутися до кутів керування α_1 , але контактор П не перемикає, то пристрій почне працювати у режимі випрямлення, створюючи на двигуні напругу U_d з полярністю, зворотною до початкової. Це призведе до реверсу двигуна – обертання у протилежному напрямку.

Таким чином, схема з одним перетворювачем та контактором може забезпечувати реверс і рекуперативне гальмування двигуна за будь-якого напрямку його обертання. Однак порівняно великий час спрацювання контактора (десятки і сотні мілісекунд) погіршують такий показник приводу, як швидкодія. Інший недолік розглянутої системи – це залежність її надійності від безвідмовної роботи контактора.

Більш довершена система тиристорного електроприводу реалізується на основі двох тиристорних комплектів, які забезпечують проходження у колі двигуна струму того чи іншого напрямку без використання контактора. У такому пристрої створюються сприятливі умови для автоматичного керування приводом за різних режимів його роботи.

Перетворювачі, що входять до системи, можуть з'єднуватися двома способами – за перехресною або зустрічно-паралельною схемою. Для розповсюджених трифазних мостових перетворювачів ці схеми показано відповідно на рис. 8.7 і рис. 8.8. Схеми відрізняються кількістю вторинних обмоток силового трансформатора. Через простішу конструкцію трансформатора використовують переважно зустрічно – паралельну схему, яку розглянуто далі.

Робота тиристорних груп I, II у реверсивному перетворювачі характеризується почерговим використанням режимів випрямлення та

інвертування. Існують два способи керування тиристорними групами – сумісне і роздільне.

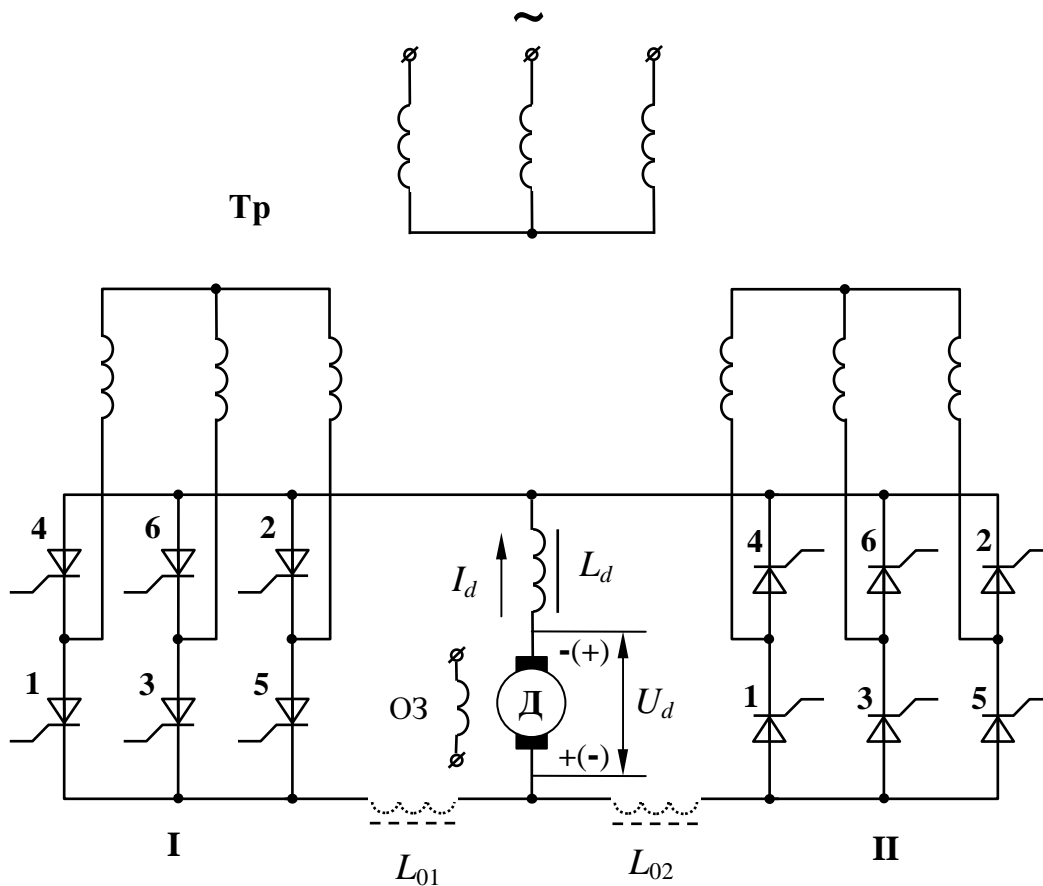


Рис. 8.7

За першого способу імпульси керування подають одночасно на обидві тиристорні групи, задаючи одній з них режим випрямляча ($\beta < \pi/2$), а другий – режим інвертора ($\beta > \pi/2$). Якщо на рис. 8.8 тиристорна група I працює як випрямляч, а тиристорна група II – як інвертор, то полярність їхніх напруг $U_{d\alpha_1}$ і $U_{d\beta_{II}}$ відповідає полярності напруги двигуна U_d , позначеній без дужок. Вказаний режим ілюструє рис. 8.9,а, де для побудови напруг $U_{d\alpha_1}$ і $U_{d\beta_{II}}$ використано криві лінійних напруг вторинних обмоток трансформатора (кути α_1 і α_{II} відраховано з моменту вмикання тиристора 1 кожної групи).

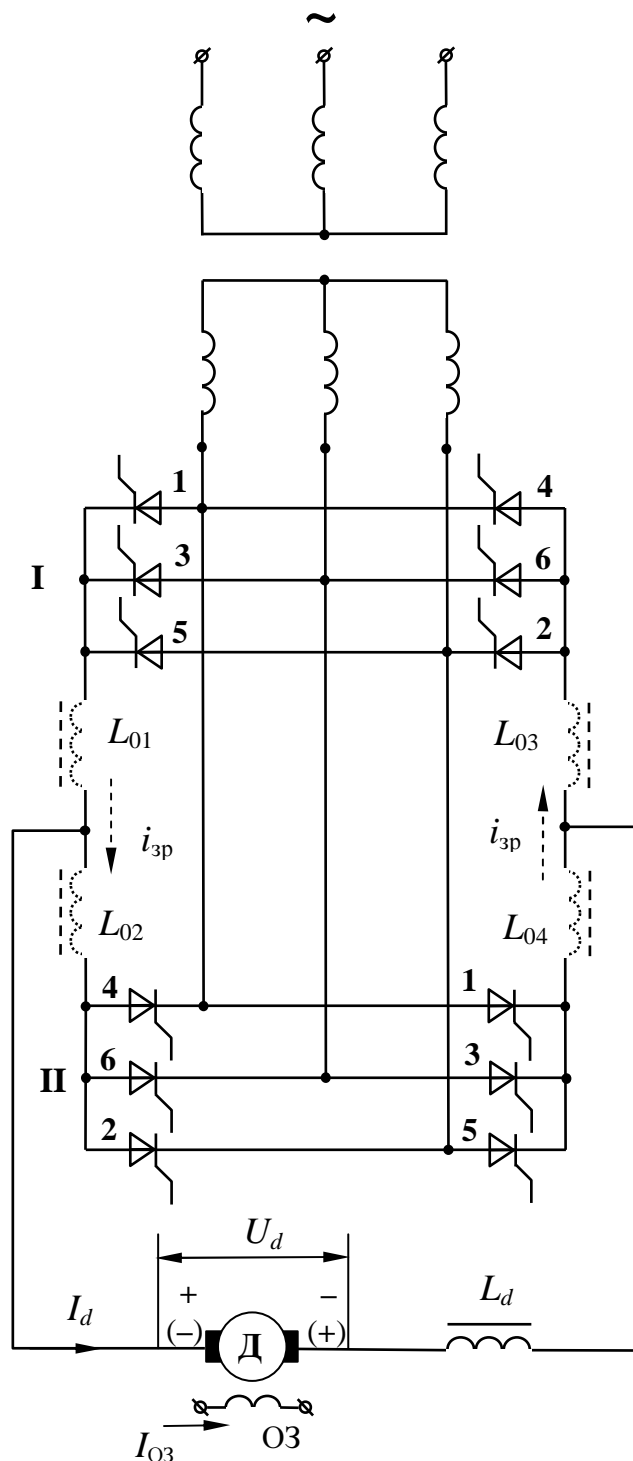


Рис. 8.8

Висновки.

- Умовою сумісного узгодженого керування реверсивним перетворювачем є рівняння $\alpha_I + \alpha_{II} = 180^\circ$.

З умови рівності середніх значень напруги випрямляча $U_{d\alpha_I} = U_{d_0} \cos \alpha_I$ і напруги інвертора $U_{d\beta_{II}} = -U_{d_0} \cos \alpha_{II}$ впливає зв'язок між кутами керування тиристорних груп:

$$\cos \alpha_I + \cos \alpha_{II} = 0,$$

$$2 \cos \frac{\alpha_I + \alpha_{II}}{2} \cos \frac{\alpha_{II} - \alpha_I}{2} = 0,$$

$$\alpha_I + \alpha_{II} = 180^\circ$$

Тиристири інвертуючої групи II працюють з кутом випередження $\beta_{II} = \pi - \alpha_{II} = \alpha_I$. За зміни режиму роботи тиристорних груп (I-інвертування, а II-випрямлення) напруги $U_{d\beta_I}, U_{d\alpha_{II}}, U_d$ мають зворотну полярність (на рис. 8.8 показано без дужок); кут випередження $\beta_I = \alpha_{II}$.

- Задання одній тиристорній групі кута керування для роботи в якості випрямляча, а другій – в якості інвертора визначає постійну готовність двокомплектного перетворювача до реалізації як прямого, так і зворотного обертання двигуна.

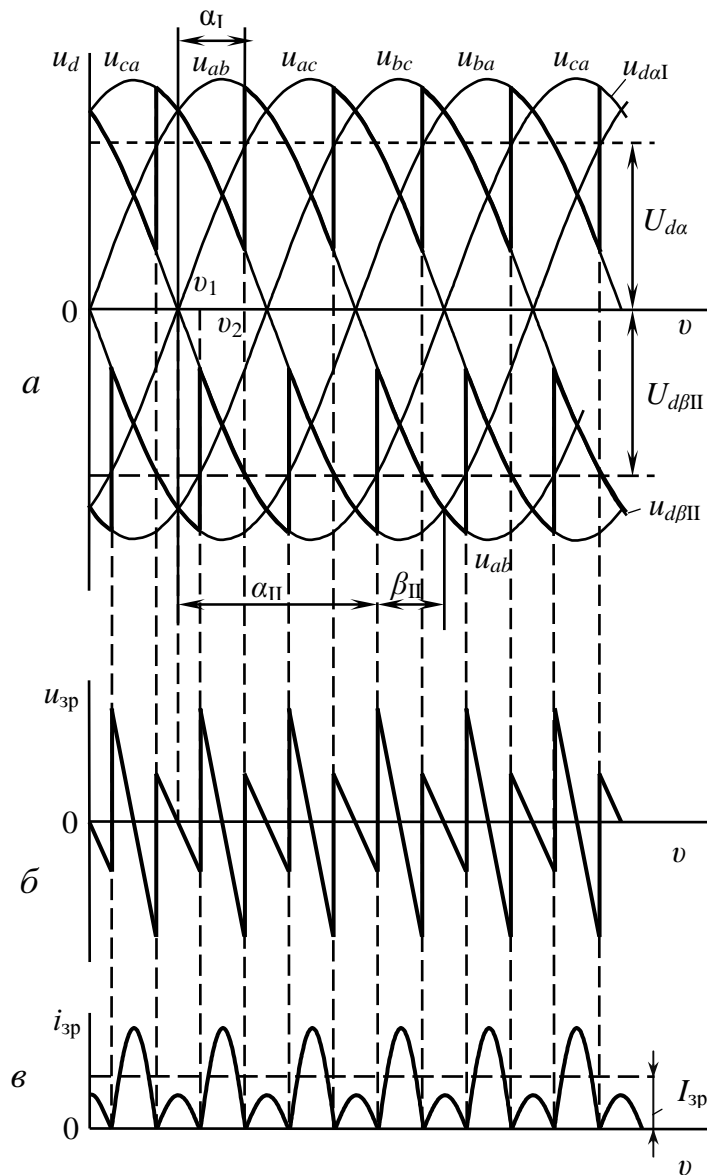


Рис. 8.9

Останнє положення розглянемо більш детально на прикладі досліджуваної схеми (рис. 8.8). Якщо прямому напрямку обертання двигуна відповідає полярність прикладеної напруги U_d , вказана без дужок, то пуск і усталена робота двигуна забезпечуються тиристорною групою I. Перетворювач споживає енергію з мережі (U_d, I_d збігаються за напрямом), тобто працює як випрямляч. Швидкість обертання регулюється зміною кута керування α_I : для збільшення швидкості зменшують α_I і навпаки. При цьому

тиристори групи II перебувають у стані готовності до роботі в інверторному режимі з кутом керування $\alpha_{II} = \pi - \alpha_I$. Режим інвертування

перетворювача через тиристорну групу II настає за гальмування двигуна, яке необхідне або для переходу на меншу частоту обертання, або для реверсу. Гальмування здійснюють шляхом збільшення кута α_1 . У разі переходу до більш низької частоти обертання кут α_1 залишається меншим, ніж $\pi/2$, і перетворювач повертається до режиму випрямлення. При реверсі кут α_1 збільшують до значення $\alpha_1 = \beta_{II} = \pi/2$, за якого напруга U_d стає рівною нулю, і тоді тиристорну групу II переводять у режим випрямлення, а тиристорну групу I – у режим інвертування.

На рис. 8.10 наведено узагальнені зовнішні характеристики реверсивного перетворювача. Стрілками показано зигзагоподібне переміщення робочої точки по характеристикам у різних режимах роботи.

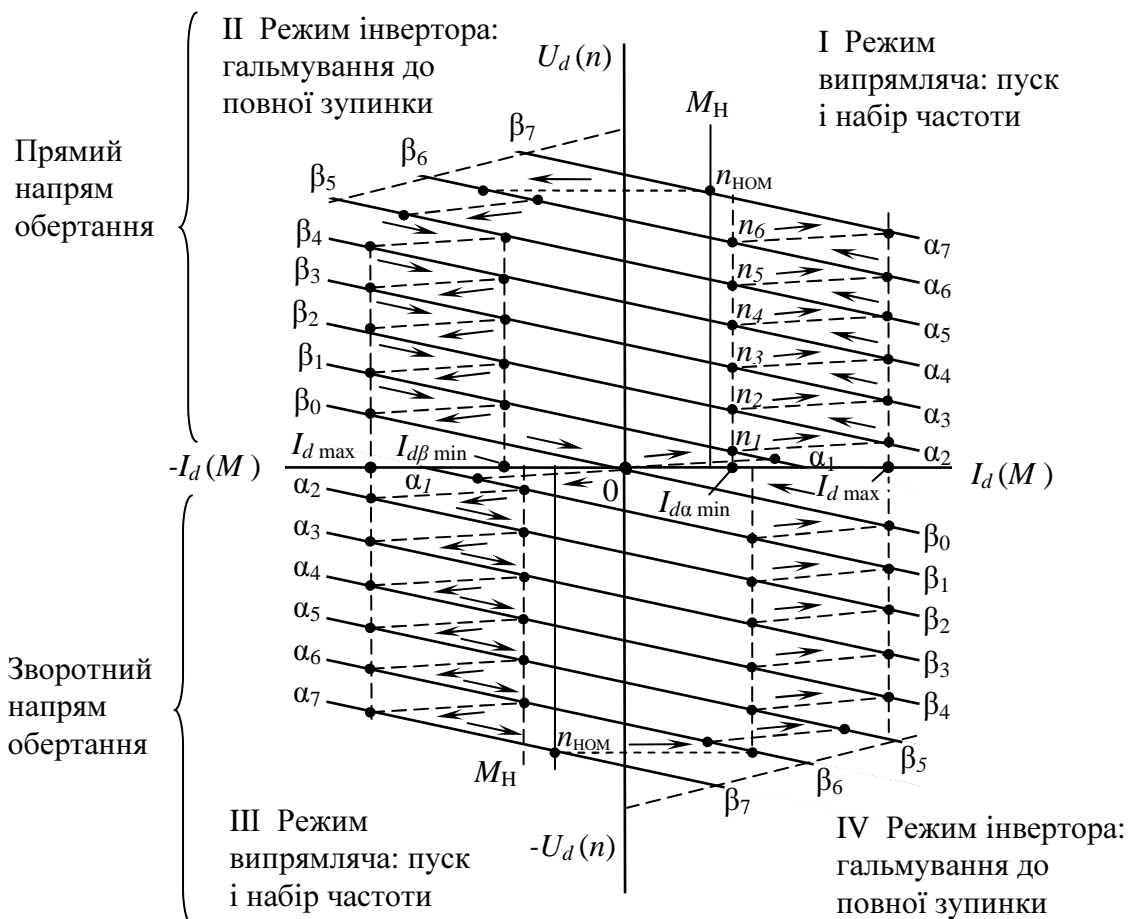


Рис. 8.10

Реверсивний перетворювач із сумісним керуванням двох тиристорних груп дозволяє створити електропривод постійного струму з високими динамічними властивостями. Однак такі перетворювачі мають суттєвий недолік: різниця миттєвих значень напруг u_{dI} і u_{dII} двох тиристорних груп створює зрівняльну напругу $u_{зр}$ (див. рис. 8.9,б), під дією якої у перетворювачі виникає зрівняльний струм $i_{зр}$. Він проходить по внутрішнім контурам пристрою, які утворені відкритими тиристорами обох тиристорних груп і вторинними обмотками трансформатора. Наприклад, на рис. 8.8 в інтервалі $u_1 - u_2$ струм $i_{зр}$ проходить через тиристори 5, 6 групи I і тиристори 4, 5 групи II. Зрівняльний струм може спричинити перевантаження тиристорів струмом та їхнє пошкодження. Для зменшення $i_{зр}$ у схему вводять обмежувальні реактори (на рис. 8.8 $L_{01} - L_{04}$), які погіршують масогабаритні показники перетворювача. Тому режим сумісного керування використовують для створення високоточних електроприводів з підвищеними вимогами до швидкодії. Спосіб роздільного керування полягає у тому, що імпульси керування подають на тиристори тільки тієї групи, яка в даний момент часу бере участь у перетворенні енергії. Внаслідок у роботі перетворювача виникають паузи, під час яких припиняється подача керуючих імпульсів на тиристори відпрацювавшої групи, відбувається спад до нуля їхніх струмів і поновлення запірних властивостей. Після завершення цього процесу подають керуючі імпульси на тиристори групи, яка вступає в роботу. Між кутами керування α_I і α_{II} реверсивних груп витримується така сама умова $\alpha_I + \alpha_{II} = 180^\circ$, що й для сумісного узгодженого керування.

Необхідність створення пауз у роботі тиристорних груп (до 5-10 мс в залежності від параметрів навантаження) призводить до певного зниження швидкодії привода. Однак сучасні реверсивні перетворювачі з роздільним керуванням цілком задовольняють вимоги більшості промислових електроприводів постійного струму.

8.4 Автономні інвертори струму

У автономному інверторі струму (АІС) джерело живлення E працює у режимі джерела струму, для створення якого у вхідне коло постійного струму вмикають дросель L_d з достатньо великою індуктивністю. Слід зауважити, що в інверторах струму використовують тільки тиристори.

На рис. 8.11 подано схему однофазного АІС з нульовим відводом. Первинна обмотка трансформатора складається з двох напівобмоток з однаковим числом витків w_1 . Напівобмотки підключені до тиристорів $VS1$ і $VS2$, а їхній спільний (нульовий) відвод з'єднаний дроселем L_d з джерелом живлення. Навантаження підключене до вторинної обмотки з коефіцієнтом трансформації напруги $n = 2w_1 / w_2$. Обов'язковим елементом будь-якого автономного інвертора є конденсатор, який забезпечує вимикання тиристорів і формує криву вихідної напруги пристрою.

Принцип роботи даного АІС полягає в наступному: за почергового вмикання тиристорів відбуваються перезаряди конденсатора у колі з джерелом живлення і відкритим тиристором. При вмиканні одного з тиристорів конденсатор підключається паралельно другому тиристорі, створюючи на ньому зворотну напругу, необхідну для його закриття. Оскільки конденсатор підключений паралельно до первинної обмотки трансформатора, то напруги на обмотках останнього і навантаженні визначаються кривою напруги на конденсаторі, тому $U_H = U_C / n$. Форма кривої U_C за період складається з ділянок, відповідних кожному такту перезаряду конденсатора, і залежить від ємності конденсатора та зведеного опору навантаження $n^2 Z_H$.

Роботу даного АІС ілюструють часові діаграми на рис. 8.11,б і схеми на рис. 8.11,в, г. У момент часу t_1 , коли конденсатор C заряджається до

напруги $U_C = 2E$, керуючим імпульсом відкривають тиристор $VS1$, що спричинює перебіг двох одночасних процесів (рис. 8.11,в).

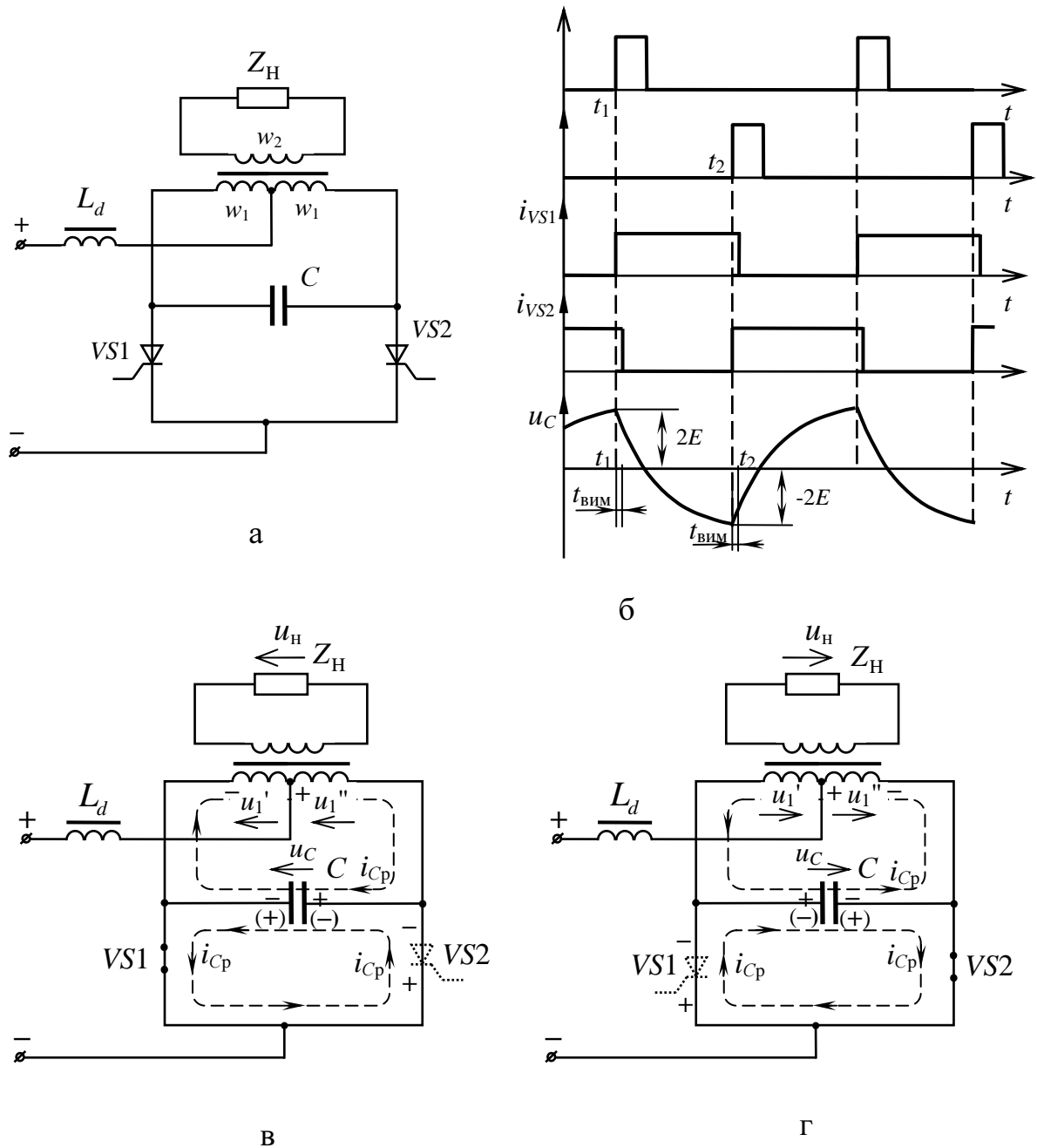


Рис. 8.11

Ліва половина первинної обмотки трансформатора підключається до джерела і в ній з'являється зростаючий струм. Він наводить ЕРС у правій

половині первинної обмотки і вторинній обмотці трансформатора. Внаслідок конденсатор опиняється під дією напруги $U_1' + U_1'' = -2E$ (полярність вказано на обкладках конденсатора без дужок).

Конденсатор, попередньо заряджений до напруги $U_C = 2E$ (полярність показано на обкладках конденсатора у дужках), через відкритий тиристор $VS1$ підключається паралельно відкритому у момент t_1 тиристорі $VS2$ і створює на ньому зворотну напругу. Заряджений конденсатор розряджається через первинну обмотку трансформатора, а також через відкриті тиристори $VS1$ і $VS2$ (напрямок розрядного струму i_{cr} показано пунктирною лінією). Під дією зустрічно напрямленого струму конденсатора струм тиристора $VS2$ швидко спадає до нуля. Оскільки до $VS2$ прикладена зворотна напруга, створена конденсатором, то протягом часу $t_{вим}$ (вказується у паспорті тиристора) відбувається поновлення його запірних властивостей. Після сплину $t_{вим}$ тиристор $VS2$ закривається, і з цього моменту починається перезаряд конденсатора під дією напруги $U_1' + U_1'' = -2E$.

У момент часу t_2 , коли напруга на конденсаторі набуває значення $U_C = -2E$, подається керуючий імпульс, який відкриває тиристор $VS2$. Тепер права половина первинної обмотки трансформатора підключається до джерела живлення, а конденсатор – до тиристора $VS1$ (рис. 8.11, г). Перебіг процесів аналогічний розглянутому вище, але змінюються напрями напруг на обмотках трансформатора і конденсатора.

Для стійкої роботи даного АІС необхідно, щоб раніше відкритий тиристор був надійно закритий. З аналізу часових діаграм впливає умова стійкої роботи: струм відкритого тиристора має за фазою випереджати напругу на ньому, створену конденсатором. Інакше кажучи, фазовий зсув має бути більший, ніж час $t_{вим}$ поновлення тиристором запірних

властивостей. Для виконання вказаної умови у випадку найбільш поширеного активно-індуктивного навантаження необхідно, щоб індуктивний опір $n^2 \omega L_H$ навантаження, зведений до первинної обмотки трансформатора, був меншим за ємнісний опір $1 / \omega C$ конденсатора.

Суттєвим недоліком АІС є недопустимість його роботи у режимі неробочого ходу, оскільки у такому випадку під час комутацій тиристорів на первинних напівобмотках трансформатора виникають значні перенапруги, які можуть вивести з ладу тиристори і конденсатор. Для

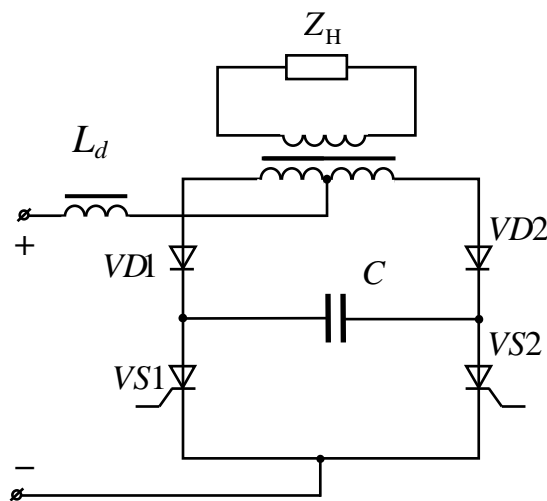


Рис. 8.12

усунення вказаного недоліку схему інвертора доповнюють «відсікаючими» діодами $VD1, VD2$, які підключають між первинною обмоткою трансформатора і тиристорами (рис. 8.12). Таке ввімкнення діодів перешкоджає розряду конденсатора через трансформатор і виключає вплив навантаження на роботу інвертора. Тому схема АІС з «відсікаючими» діодами забезпечує

стійку роботу інвертора за будь-якого типу навантаження.

В інженерній практиці поширений однофазний мостовий АІС, схему якого подано на рис. 8.13,а. Процеси у ньому принципово не відрізняються від процесів у АІС з нульовим відводом, тому можуть розглядатися за часовими діаграмами на рис 8.11,б. Крива вихідної напруги $U_H = U_C$ формується шляхом періодичного перезаряду конденсатора C у колі з джерелом живлення E і дроселем L_d за почергового вмикання пари тиристорів $VS1, VS2$ і пари $VS3, VS4$. Конденсатор C здійснює вимикання однієї пари тиристорів при ввімкненні другої пари керуючими імпульсами.

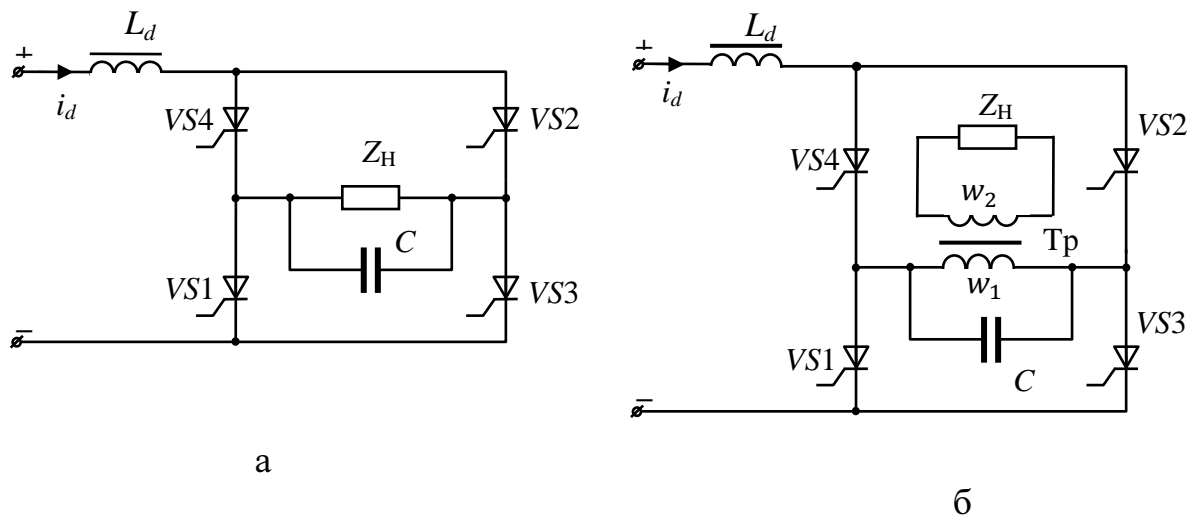


Рис. 8.13

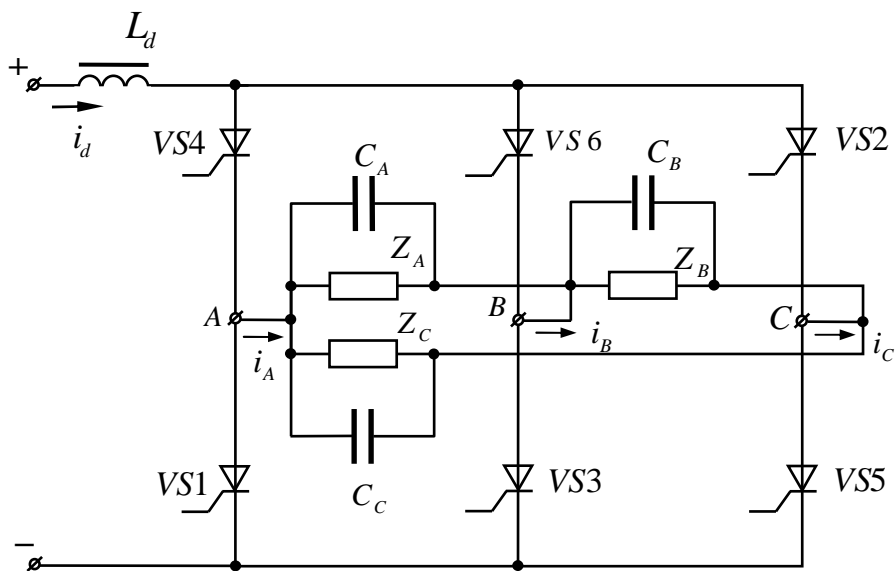
Однофазну мостову схему часто використовують з трансформаторним підключенням навантаження (рис. 8.13,б). Трансформатор потрібен для отримання заданого значення вихідної напруги при заданій напрузі джерела живлення.

Трифазний мостовий АІС (рис. 8.14, а) будується за принципом однофазного: інверторний міст на тиристорах $VS1-VS6$ з дроселем L_d у вхідному колі. Навантаження може бути з'єднано як трикутником, так і зіркою. Конденсатори C_A , C_B , C_C підключені паралельно навантаженню, але можуть з'єднуватись зіркою.

Тривалість провідного стану кожного тиристора описується електричним кутом $\theta=120^\circ$ (рис. 8.14, б). У будь-який момент часу відкриті два тиристори, які ввімкнені у різні фази. Чергування сумісної роботи тиристорів відбувається у такій послідовності: $VS1-VS2$; $VS2-VS3$; $VS3-VS4$; $VS4-VS5$; $VS5-VS6$; $VS6-VS1$; $VS1-VS2 \dots$. Увімкнення тиристорів здійснюється за подачею керуючих імпульсів; вимикання кожного тиристора відбувається під дією зворотної напруги, створеної конденсатором цієї фази, з моменту ввімкнення наступного

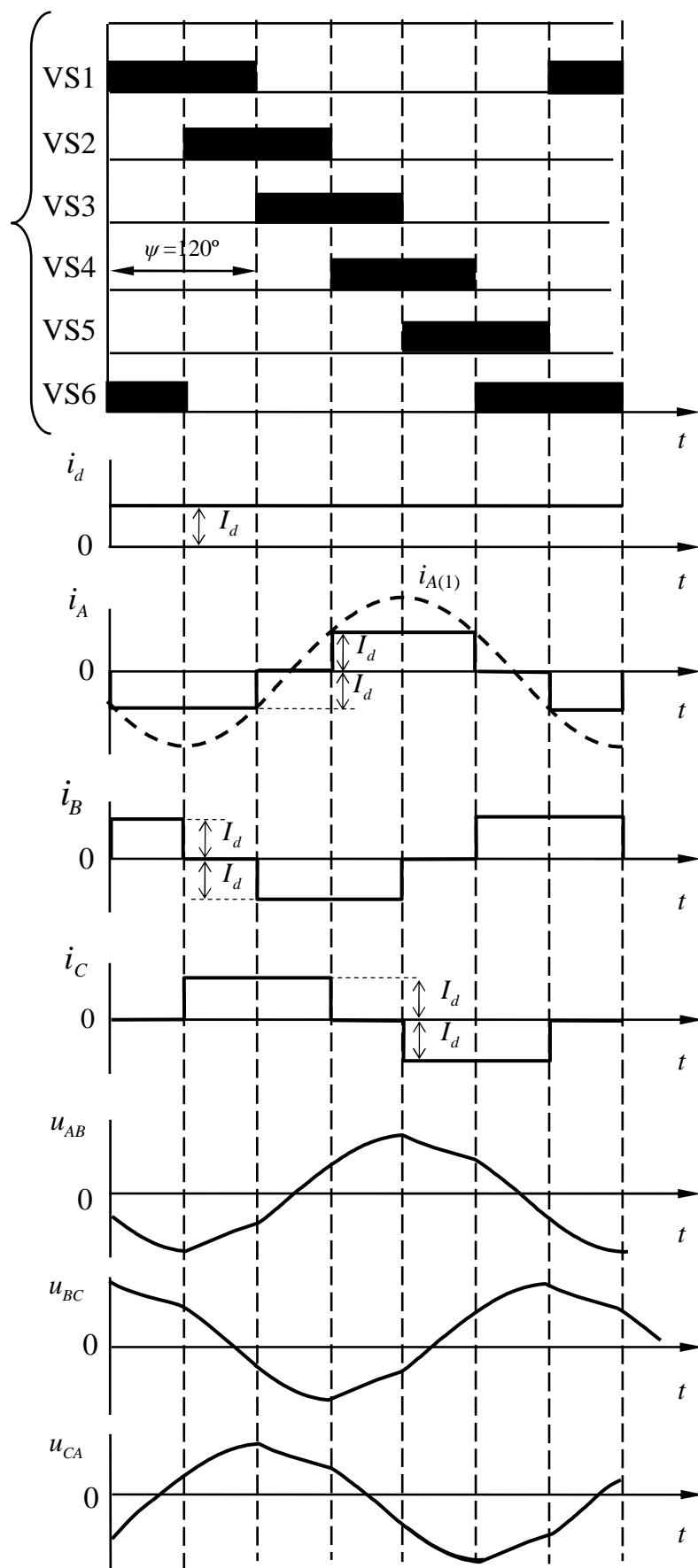
тиристора даної групи. Наприклад, вимикання тиристора VS1 здійснюється напругою конденсатора C_A при ввімкненні тиристора VS3. Принцип дії схеми ілюструють часові діаграми, наведені на рис. 8.14, б.

Якщо прийняти $L_d = \infty$, то у вхідному колі проходить постійний струм $i_d = I_d$, який перетворюється тиристорами на змінні фазні струми i_A, i_B, i_C . Ці струми зсунуті за фазою один відносно одного на кут 120° і мають вигляд прямокутних імпульсів тривалістю в 120° з паузою у 120° . Криві вихідної напруги інвертора U_{AB}, U_{BC}, U_{CA} складаються протягом періоду з шести ділянок, які відповідають перезарядкам конденсаторів C_A, C_B, C_C . Кожна ділянка кривих формується під час провідності двох тиристорів різних груп (див. рис. 8.14,б). Наближення до синусоїди кривих напруг у такому інверторі значно краще порівняно з однофазними інверторами (рис. 8.13).



а

Рис. 8.14



6
Рис. 8.14

Основні розрахункові співвідношення для АІС

1. Зв'язок між напругою джерела живлення E і напругою навантаження U_H :

$$E = \alpha_i U_H \cos \omega t_{\text{п.в.}},$$

де $\omega = 360^\circ f t_{\text{п.в.}}$ – електричний кут, який відповідає часу, наданому тиристорі для поновлення запірних властивостей; кут ω не може бути менше, ніж $\omega_{\text{мін}} = 360^\circ f t_{\text{вим}}$ (мінімальний час для поновлення запірних властивостей, який вказується у паспорті тиристора).

α_i – коефіцієнт, який залежить від схеми інвертора: для однофазних схем (з нульовим виводом та мостової) $\alpha_i = 0,9$; для трифазної схеми з нульовим відводом $\alpha_i = 1,17$; для трифазної мостової схеми $\alpha_i = 2,34$. Наведені значення коефіцієнтів відомі з теорії випрямлячів.

2. Коефіцієнт (фактор) навантаження B , який зв'язує струм конденсатора I_C і струм навантаження I_H :

$$B = I_H / I_C = 1 / (\omega C Z_H)$$

3. Розрахункова напруга інвертора $U_i = U_H \cos \theta = E / \alpha$. Вказати цю напругу безпосередньо на схемі інвертора не можна, але таким поняттям зручно користуватися при побудові векторних діаграм.

Зовнішні характеристики АІС

Узагальнений вираз, який описує зовнішні характеристики $U_H = f(I_H)$, у

безвимірній формі запису має вигляд:
$$\frac{\alpha}{E} U_H = \sqrt{\left(\frac{1 - B \sin \varphi_H}{B \cos \varphi_H} \right)^2 + 1}$$

Їхнє графічне зображення ілюструє залежність відносної напруги на навантаженні $\frac{\alpha}{E} U_H$ від коефіцієнта навантаження B або $B_\alpha = B \cos \alpha$ за фіксованих значень $\cos \varphi$ (рис 8.15). З характеристики випливає, що зі

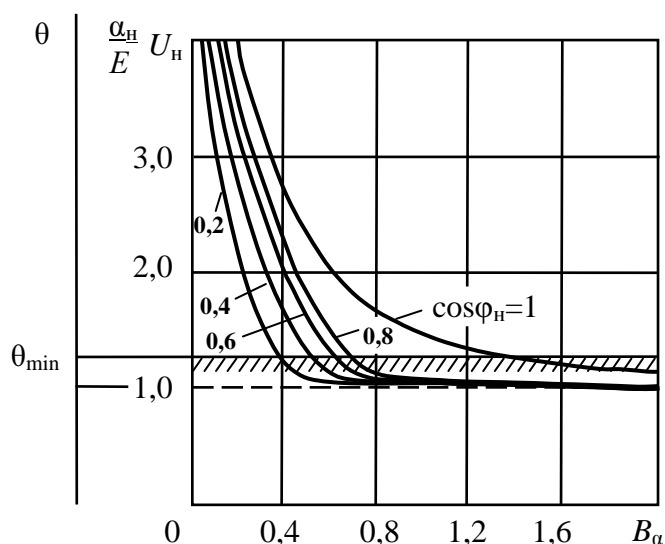


Рис. 8.15

зростанням коефіцієнта навантаження B (тобто зі збільшенням струму навантаження) вихідна напруга інвертора зменшується.

8.5 Автономні інвертори напруги

У автономному інверторі напруги (АІН) джерело живлення працює в режимі джерела напруги. Як правило, паралельно джерелу підключають конденсатор великої ємності, який практично виключає пульсації напруги під час комутації тиристорів. У малопотужних АІН крім тиристорів використовують також транзистори.

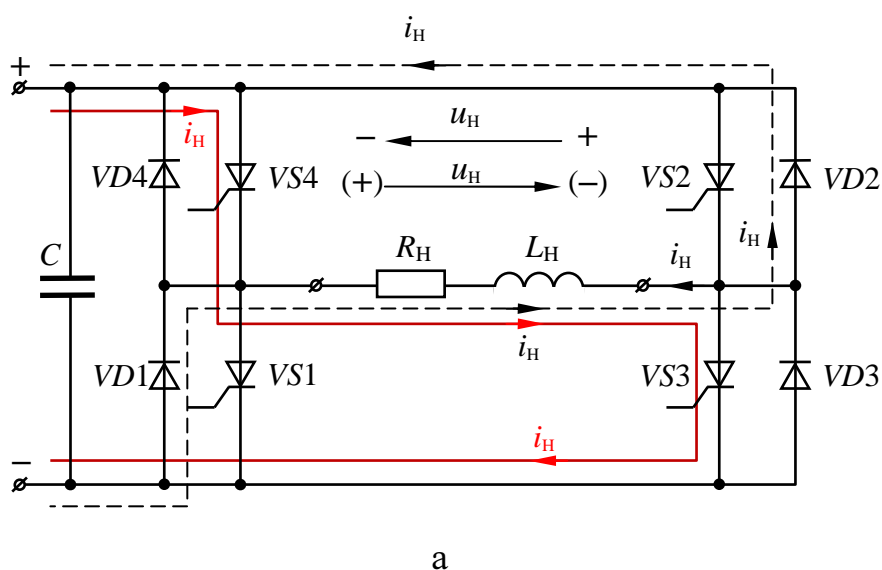
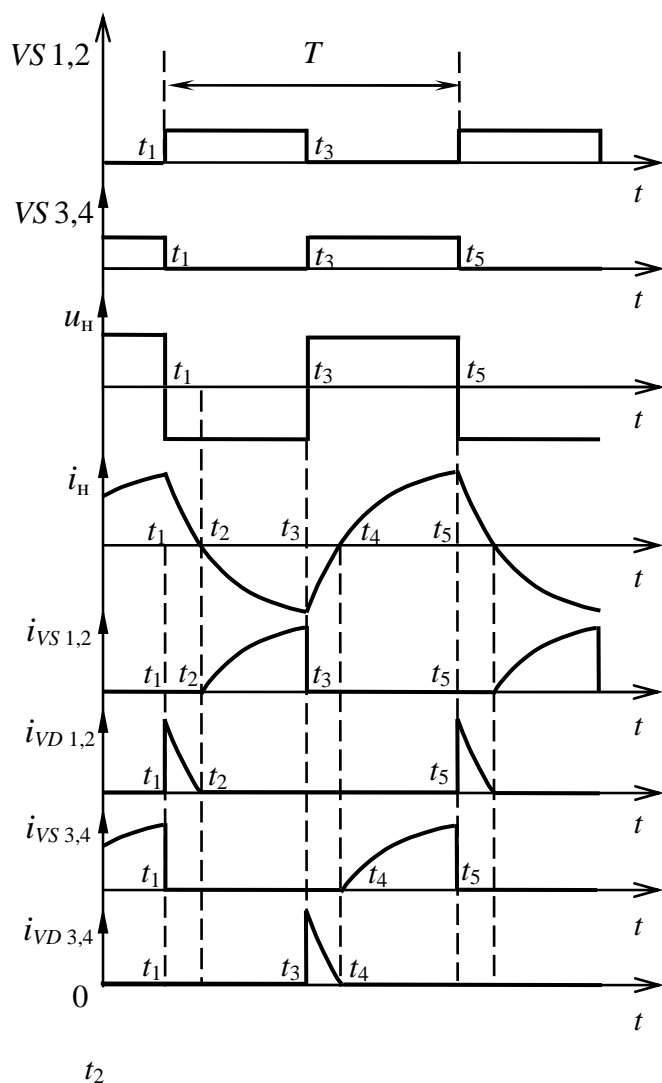


Рис. 8.16



б

Рис. 8.16

Однофазні АІН найчастіше виконують за мостовою схемою (рис. 8.16,а). Навантаження (зазвичай активно-індуктивного характеру) вмикають у діагональ моста, утвореного тиристорами $VS1 - VS4$ і підключеними до них у зворотному напрямку діодами $VD1 - VD4$. Формування кривої вихідної напруги за заданих інтервалів провідності тиристорів визначається перебігом процесів у головних колах інвертора, тобто у колах з тиристорами, діодами і навантаженням. Тому процеси у допоміжних колах виму-

шеної (штучної) комутації, які призначені для вимикання тиристорів, не розглядаються.

Роботу інвертора ілюструють часові діаграми на рис. 8.16,б. Тривалість провідного стану кожного тиристора складає час $T/2$ (або відповідний електричний кут $\pi = \omega T / 2 = 180^\circ$). Протягом інтервалу $0 - t_1$ струм проводить пара тиристорів $VS3 - VS4$, напруга u_H на навантаженні дорівнює E і має додатну полярність (вказана в дужках). У момент t_1 імпульсами керування закривають тиристири $VS3, VS4$ і відкривають пару

тиристорів VS1, VS2. Напруга на навантаженні u_H стрибком змінює полярність з додатної на від'ємну, залишаючись рівною E . Струм i_H через активно-індуктивне навантаження згідно з першим законом комутації стрибком змінитися не може; тому i_H , зберігаючи свій напрям, експоненціально спадає до нуля протягом певного часу Δt , який визначається співвідношенням L_H / R_H (сталого часу). Тільки після цього струм i_H змінює свій напрям на протилежний. Отже, з моменту t_1 протягом часу $\Delta t = t_1 \div t_2$ струм i_H проходити через тиристори не може, оскільки VS3, VS4 закриті, а відкриті VS1, VS2 не проводять струм зворотного для них напрямку. Щоб створити шлях для проходження струму активно-індуктивного навантаження після комутації тиристорних пар, паралельно тиристорам у зворотному напрямку підключають діоди (у літературі їх називають діодами зворотного, або зустрічного, або реактивного струму). Якщо діоди не підключити, то через індуктивність у колі навантаження під час комутації тиристорних пар виникають великі ЕРС самоіндукції $e_L = L \frac{di_H}{dt}$, які можуть спричинити пробій тиристорів. Діоди замість відкритих тиристорів проводять струм навантаження попереднього напрямку поки цей струм не спадає до нуля. В інтервалі $t_1 - t_3$ відкритого стану тиристорів VS1, VS2, який ми наразі розглядаємо, протягом часу $t_1 - t_2$ струм навантаження проводять діоди VD1, VD2 (показано пунктирною лінією). У цей термін часу напруга і струм навантаження напрямлені протилежно, тому енергія, накопичена в індуктивності L_H на попередньому етапі роботи схеми, віддається у коло джерела живлення і навантаження.

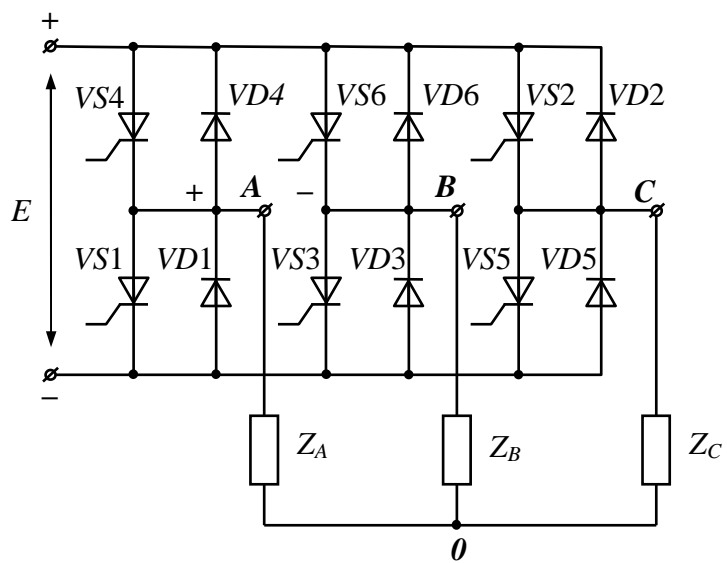
У момент часу t_2 струм i_H стає рівним нулю і діоди VD1, VD2 переходять у непровідний стан. Оскільки на тиристорах VS1, VS2

імпульси керування підтримують протягом напівперіоду, то з моменту t_2 ці тиристири вступають у роботу і струм i_H змінює напрям. В інтервалі $t_2 - t_3$ напрями напруги і струму навантаження збігаються, що відповідає споживанню енергії від джерела живлення з частковим її накопиченням в індуктивності L_H .

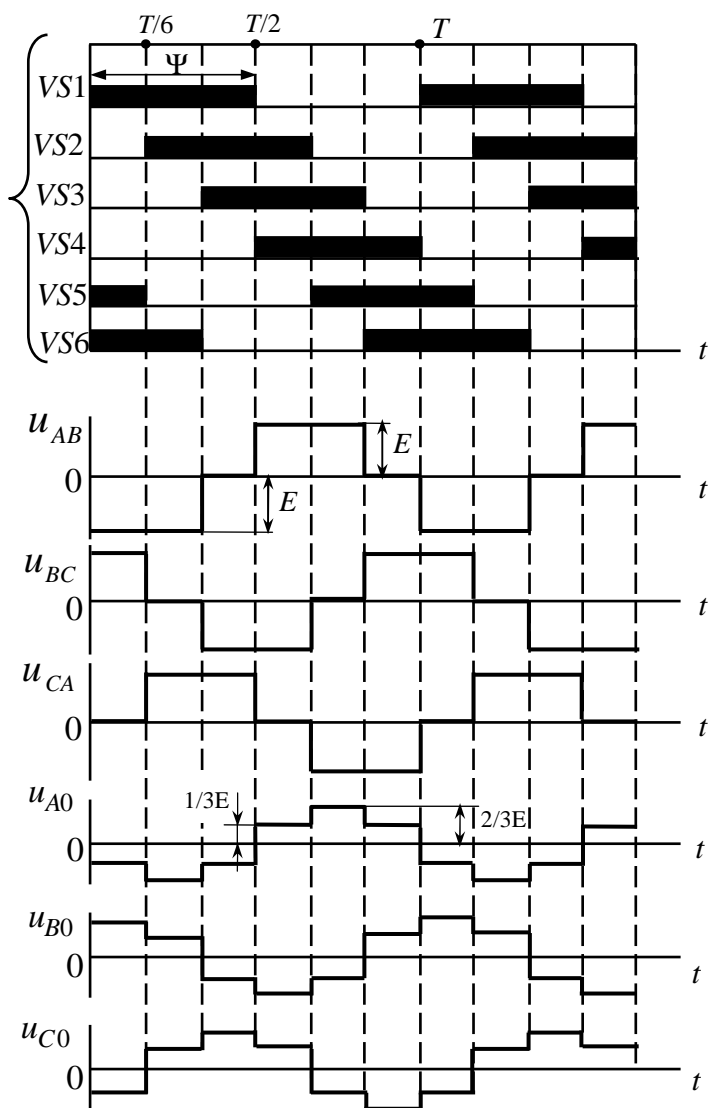
У момент t_3 відбувається чергова комутація тиристорів: пару $VS1$, $VS2$ вимикають, а пару $VS3$, $VS4$ вмикають. Перебіг процесів аналогічний розглянутому вище. На інтервалі $t_3 - t_4$ струм активно-індуктивного навантаження проводять діоди $VD3$, $VD4$, а на інтервалі $t_4 - t_5$ – тиристири $VS3$, $VS4$. Отже, в усталеному режимі крива струму i_H складається з ділянок експонент зі сталою часу $\tau = L_H / R_H$.

Трифазні АІН найчастіше виконують за мостовою схемою (рис. 8.17,а). Вона побудована з шести тиристорів $VS1 - VS6$ і шести діодів $VD1 - VD6$, які підключені зустрічно-паралельно тиристорам і виконують таку саму функцію, що й в однофазній схемі. Навантаження активно-індуктивного характеру з'єднане зіркою (може використовуватися також з'єднання трикутником). Трифазні інвертори допускають такі самі способи формування кривої вихідної напруги, як однофазні. Часові діаграми на рис. 8.17,б ілюструють поширений спосіб формування u_H за незмінної тривалості провідного стану тиристорів $t = T / 2$ (відповідний електричний кут $\varphi = \omega T / 2 = 180^\circ$)

Послідовність вступу тиристорів у роботу відповідає їхнім номерам. Тиристири, які відносяться до однієї фази (наприклад, $VS1$ і $VS4$ фази A) не можуть бути відкритими одночасно, бо це призведе до короткого замикання джерела живлення. За вказаного алгоритму перемикання виключається також одночасний закритий стан тиристорів однієї фази, що спричиняє її обрив.



a



б

Рис. 8.17

У будь-який момент часу одночасно проводять струм три тиристора, два з яких відносяться до однієї групи (катодної або анодної), а третій тиристор – до іншої групи (відповідно анодної або катодної), тобто $VS1-VS2-VS3$, $VS2-VS3-VS4$, $VS3-VS4-VS5$ і т.д.

Крива лінійної напруги складається з імпульсів амплітудою E почергової полярності. Тривалість імпульсів складає $t = T/3$, тривалість пауз між ними – $T/6$. Імпульси утворюються за провідності перехресних тиристорів двох фаз, що визначають відповідну лінійну напругу. Так, наприклад, у кривій u_{AB} імпульси додатної полярності виникають за відкритих тиристорів $VS3$ і $VS4$, а від'ємної полярності – за відкритих $VS1$ і $VS6$. Інтервалам паузи в кривих лінійних напруг відповідають відкриті стани тиристорів спільної групи (катодної або анодної) двох фаз, формуючих лінійну напругу. Інтервали паузи у кривій u_{AB} характеризуються одночасно відкритими тиристорами $VS1$ і $VS3$ або $VS4$ і $VS6$.

Фазні напруги u_{A0} , u_{B0} , u_{C0} мають вигляд ступінчастої кривої зі значенням напруги $1/3E$ і $2/3E$. Це пов'язано з тим, що у будь-який момент одночасно проводять струм три тиристири інвертора. Вони підключають навантаження фаз Z_A , Z_B , Z_C до джерела живлення E таким чином, що два з них з'єднані паралельно між собою і послідовно з третім. Наприклад, в інтервалі $0 - T/6$ Z_A і Z_C увімкнені паралельно і послідовно з Z_B .

За умови симетричного навантаження $Z_A = Z_B = Z_C$ очевидно, що напруги фаз, навантаження яких з'єднані паралельно, дорівнює $\pm 1/3E$, а напруга фази з послідовно підключеним навантаженням дорівнює $\pm 2/3E$.

Форма вихідної напруги інвертора є задовільною для роботи низки навантажень, зокрема для живлення асинхронних двигунів.

8.6 Широтно-імпульсний спосіб формування і регулювання вихідної напруги АІН

Якщо вихідна напруга АІН формується шляхом підтримання провідного стану тиристорів протягом незмінного часу $T/2$ (рис. 8.16,б; рис.8.17,б), то регулювати її значення можна лише зміною напруги E джерела живлення. Таким джерелом, наприклад, може бути регульований

випрямляч.

Широтно-імпульсний спосіб формування кривої вихідної напруги АІН дозволяє регулювати діюче значення цієї напруги при $E = \text{const}$. Сутність вказаного способу така: протягом періоду T крива вихідної напруги складається з K імпульсів тривалістю t_i , причому в напівперіоди кількість імпульсів однакова $K/2$, а полярність протилежна (рис. 8.18,а). Регулювання вихідної напруги, зокрема діючого значення її першої гармоніки, здійснюють шляхом зміни тривалості імпульсів. Гармонічний

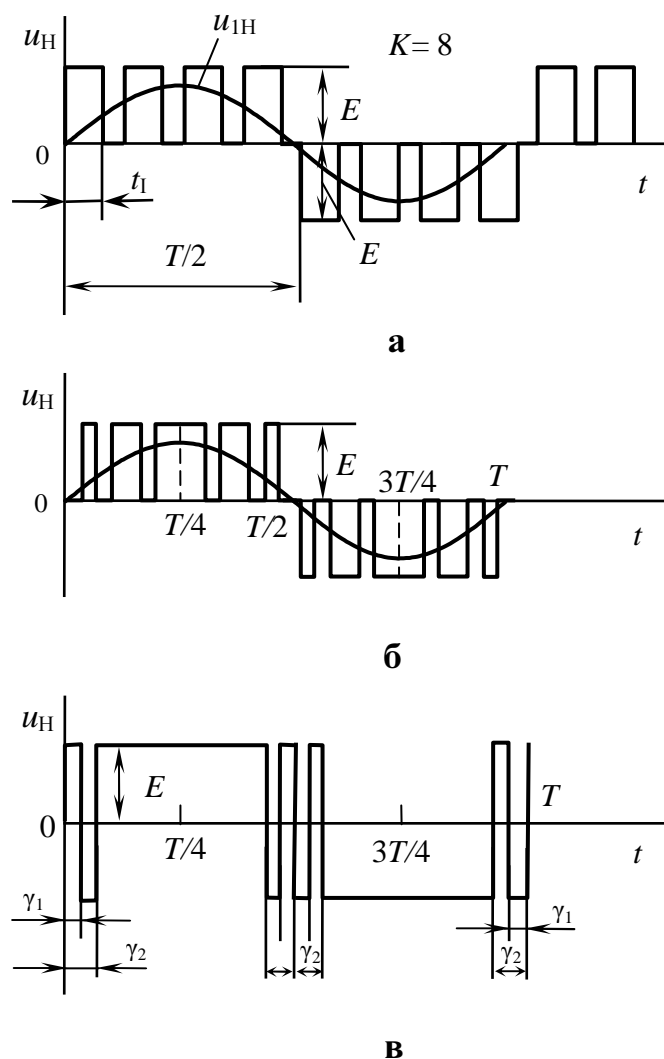


Рис. 8.18

склад вихідної напруги суттєво покращується, якщо її крива формується у вигляді імпульсів, промодульованих за синусоїдним законом (рис. 8.18,б).

Використання широтно-імпульсної модуляції (ШІМ) забезпечує мінімальний вміст у вихідній напрузі вищих гармонік з близькими до основної гармоніки частотами (зокрема, 3-ої, 5-ої, 7-ої). ШІМ може бути однополярною (протягом напівперіоду вихідні імпульси мають однакову полярність, як показано на рис. 8.18,б) і двополярною (замість пауз у кривій напруги на рис. 8.18,в містяться імпульси протилежної полярності).

Як приклад розглянемо процеси в однофазному мостовому інверторі (рис.8.16,а) за ШІР з незалежною від параметрів навантаження формою кривої вихідної напруги. Для більш наочного порівняння з нерегульованим інвертором (8.5) припускаємо, що кількість вихідних імпульсів $K/2$, інтервал провідного стану кожного тиристора $T/2$. Відмінність полягає у тому, що пару перехресних тиристорів $VS1-VS2$ відкривають керуючими імпульсами не одночасно, а з певним зсувом у часі Δt (те саме стосується $VS3-VS4$). Часові діаграми на рис. 8.19 ілюструють формування кривих вихідної напруги і струмів у випадку $\Delta t = T/8$. За такого алгоритму керування скорочуються інтервали сумісної роботи пари перехресних тиристорів $VS1, VS2$ (аналогічно $VS3, VS4$) і з'являються інтервали одночасної провідності двох тиристорів, що належать до однієї групи (катодної або анодної) інверторного мосту: $VS1, VS3$ або $VS2, VS4$. Саме ці інтервали обумовлюють появу пауз t_{Π} у вихідній напрузі інвертора. Перебіг процесів у регульованому інверторі відрізняється від викладених у розділі 8.5 лише в інтервалах пауз t_{Π} .

Розглянемо, наприклад, процеси, які відбуваються по закінченню інтервалу $t_1 - t_2$ провідності пари тиристорів $VS3, VS4$ (напрямок струму навантаження у цьому інтервалі показано на рис. 8.16,а суцільною лінією). У момент t_2 імпульсами керування вимикають тиристор $VS3$ і вмикають

VS2. Оскільки працюючий тиристор VS4 і відкритий VS2 належать до анодної групи, то навантаження замикається накоротко через шину «+» джерела живлення; відповідно напруга на навантаженні стає рівною нулю. У кривій u_H починається пауза, яка триває протягом інтервалу $t_2 - t_3$ сумісної роботи тиристорів VS4, VS2.

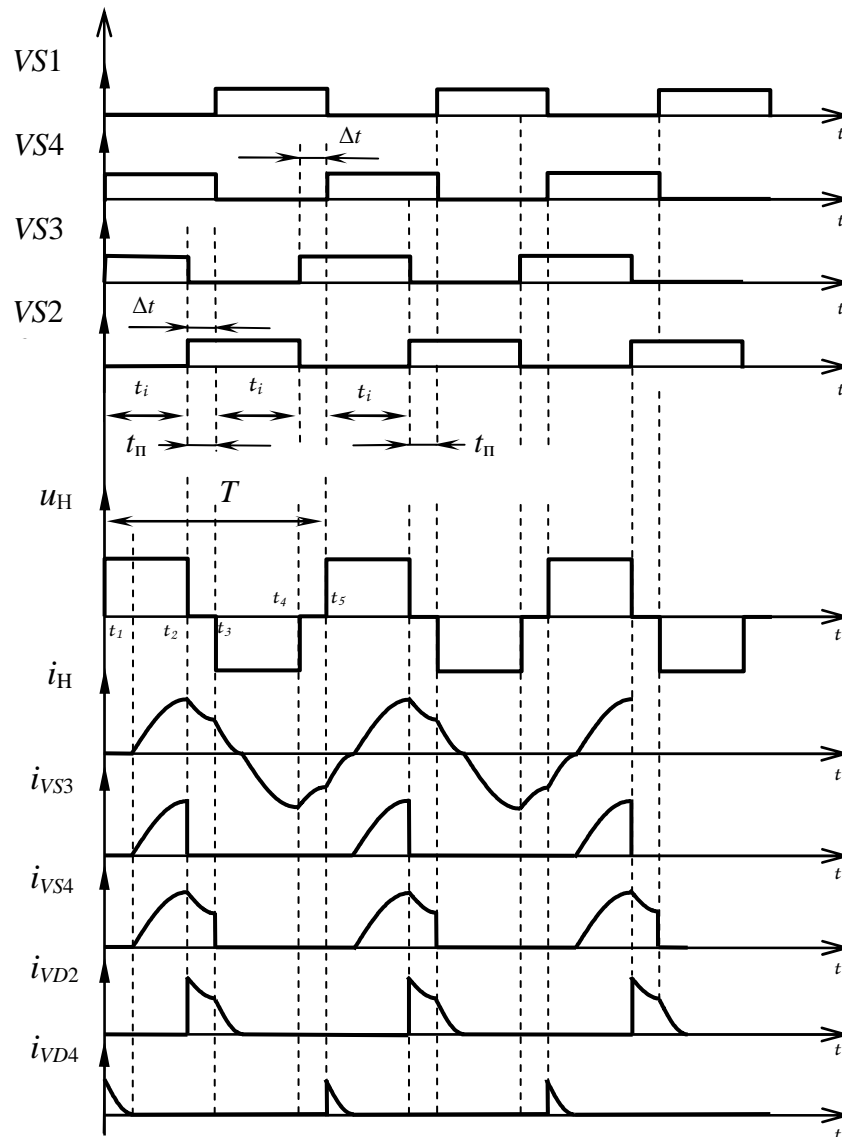


Рис. 8.19

Струм активно-індуктивного навантаження проходить по короткозамкненому контуру: шина «+» джерела живлення – VS4 –

навантаження – діод $VD2$, зменшуючись за експонентою зі сталою часу L_H / R_H . У момент t_3 вимикають тиристор $VS4$ і вмикають $VS1$. В інтервалі $t_3 - t_4$ сумісної провідності тиристорів $VS1$, $VS2$ відбуваються такі самі процеси, як в нерегульованому інверторі: напруга u_H змінює полярність, а струм i_H , замикаючись через діоди $VD1$, $VD2$ експоненціально спадає до нуля, після чого змінює напрямок. У момент t_4 вимикають тиристор $VS2$ і вмикають $VS3$. Тиристор $VS1$, який зберігає провідний стан, і відкритий $VS3$ належать до однієї катодної групи, тому вони накоротко замикають навантаження через шину «–» джерела навантаження. В інтервалі $t_4 - t_5$ сумісної роботи $VS1$, $VS3$ напруга на навантаженні $u_H = 0$ (пауза у кривій u_H), а струм i_H замикається по контуру: шина «–» джерела живлення – діод $VD3$ – навантаження – $VS1$ – шина «–» джерела і експоненціально зменшується. У момент t_5 закривають $VS1$ і відкривають $VS4$. За одночасно відкритих $VS3$, $VS4$ перебіг процесів такий самий, як в нерегульованому інверторі. (8.5). Далі все повторюється.

ВИСНОВКИ

- Протягом періоду T крива u_H напруги навантаження формується з двох різнополярних імпульсів тривалістю t_i та двох пауз тривалістю t_{Π} (рис. 8.19). Імпульс додатної полярності характеризується провідним станом пари тиристорів $VS3$, $VS4$, а імпульс від'ємної полярності – провідним станом пари $VS1$, $VS2$. Пауза, яка настає після імпульсу додатної полярності, відповідає провідному стану тиристорів анодної групи $VS4$, $VS2$; пауза після імпульсу від'ємної полярності – провідному стану тиристорів катодної групи $VS1$, $VS3$.
- Регулювати напругу на навантаженні, зокрема її першу гармонічну складову, можна шляхом зміни тривалості імпульсів t_i . Для цього

потрібно змінювати проміжок часу Δt між моментами вмикання тиристорів, що утворюють імпульси: між $VS1$ і $VS2$, між $VS3$ і $VS4$. Максимальне значення, рівне E , вихідна напруга має за одночасного ввімкнення ($\Delta t = 0$) тиристорів вказаних пар. Збільшення Δt призводить до скорочення тривалості імпульсів і, відповідно, до зменшення напруги навантаження.

Слід зауважити, що з метою покращення гармонічного складу вихідної напруги інвертора на практиці зазвичай переходять до ШПР з числом імпульсів протягом періоду $K > 2$ (наприклад, $K = 6, 8$).

Принцип формування кривих вихідних напруг трифазного мостового АІН (рис. 8.17) при використанні ШПР такий самий, як однофазного. У кривій лінійної напруги замість одного імпульсу тривалістю $T/3$ за незмінного стану провідності тиристорів $T/2$ слід отримати декілька імпульсів (наприклад, 2), тривалість яких t_i регулюється у межах $0 \div T/6$. Задачу вирішують так: по закінченню кожного імпульсу t_i виконують додаткові переключення, щоб в інтервалі наступної паузи $t_{\Pi} = T/6 - t_i$ були одночасно відкриті три тиристори, які відносяться до однієї (катодної або анодної) групи. Тоді відкриті тиристори і шунтуючі їх діоди під час паузи утворюють короткозамкнений зв'язок усіх трьох фаз (відводів) навантаження по шині «+» або «-» джерела живлення, що забезпечує рівну нулю напругу на навантаженні. Фазні струми активно-індуктивного навантаження в інтервалах пауз t_{Π} замикаються між фазами в утвореному короткозамкненому колі.

Розглянемо принцип формування і регулювання напруги, який забезпечується алгоритмом переключення тиристорів, поданим на рис. 8.20,а. За період T кожний тиристор знаходиться у провідному стані протягом трьох інтервалів тривалістю $T/6 + t_i$, $T/6$, t_{Π} , причому

відкритому стану тиристора однієї фази (наприклад, тиристор $VS1$) відповідає закритий стан другого тиристора цієї ж фази (у даному випадку $VS4$). Додаткові переключення порівняно з режимом на рис. 8.17,б, як зазначено раніше, необхідні для забезпечення одночасної провідності трьох тиристорів, що належать до однієї групи, тобто для створення пауз у кривій вихідної напруги.

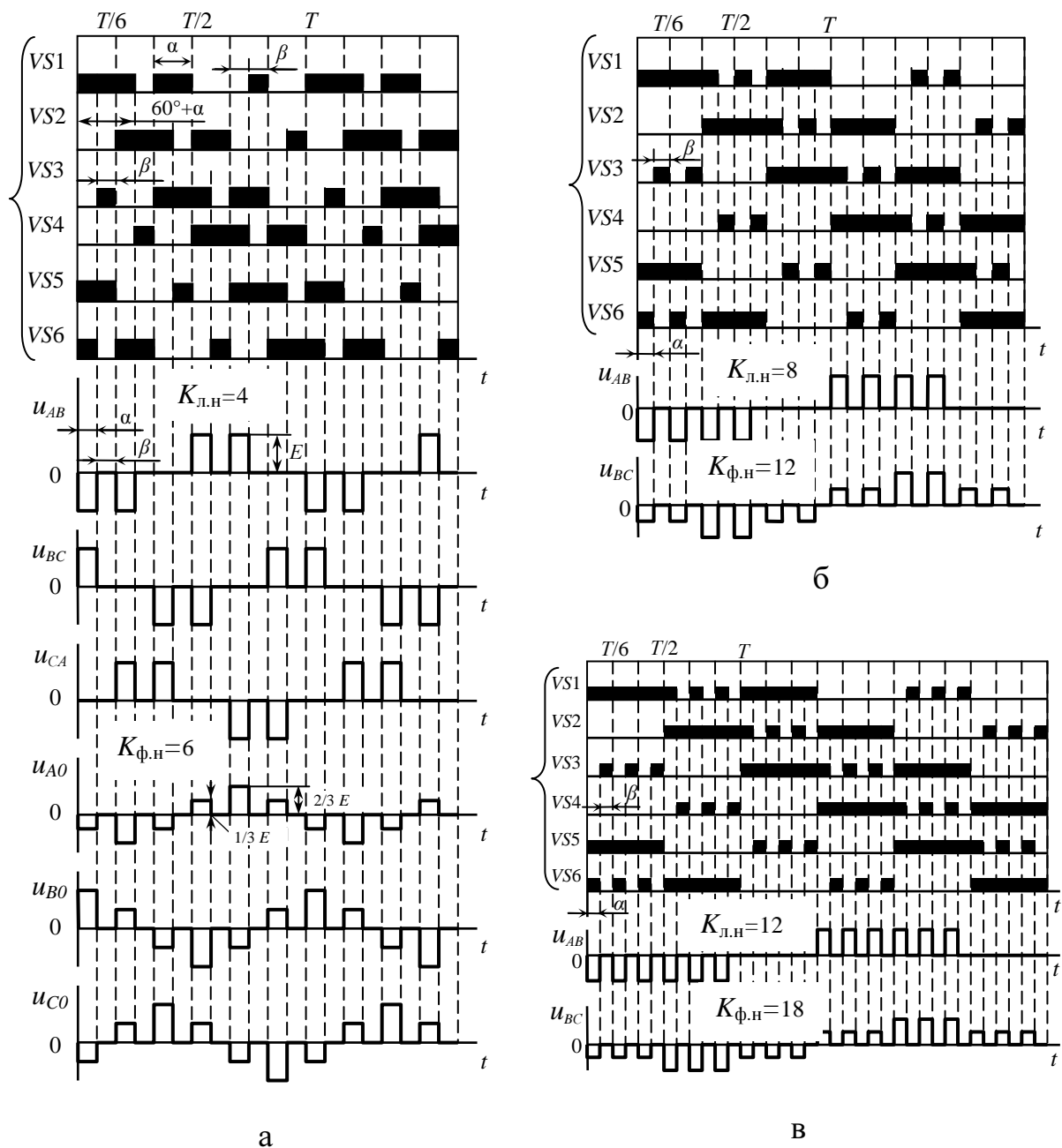


Рис. 8.20

Так, в інтервалі від $T/6 - t_{\Pi}$ до $T/6$ відкриті тиристори $VS1$, $VS3$, $VS5$, на інтервалі від $T/3 - t_{\Pi}$ до $T/3$ – тиристори $VS2$, $VS4$, $VS6$, на інтервалі від $T/2 - t_{\Pi}$ до $T/2$ – тиристори $VS1$, $VS3$, $VS5$ і т.д.. Формування імпульсів у кривих лінійної та фазної напруг інвертора відбувається за таким самим алгоритмом переключення тиристорів, як на рис. 8.17,б. У результаті крива лінійної напруги протягом періоду містить чотири імпульси ($K_{\text{л.н.}} = 4$) з амплітудою E , а крива фазної напруги – шість імпульсів ($K_{\text{ф.н.}} = 6$) з амплітудою, рівною $1/3E$ та $2/3E$.

У загальному випадку в кривій фазної напруги на інтервалі $T/6$ може бути ціле число імпульсів:

$$K_{\text{ф.н.}} = 1, 2, 3, 4, 5, \dots,$$

тоді число імпульсів у цій кривій протягом періоду T

$$K_{\text{ф.н.}} = 6, 12, 18, 24, 30, \dots$$

Відповідно число імпульсів у кривій лінійної напруги протягом періоду T

$$K_{\text{л.н.}} = 2/3 K_{\text{ф.н.}} = 4, 8, 12, 16, 20, \dots$$

На рис. 8.20, б, в приведено алгоритм переключення тиристорів у випадку

$$K_{\text{л.н.}} = 8 \text{ і } K_{\text{ф.н.}} = 12.$$

Необхідність збільшення числа імпульсів у кривій вихідної напруги інвертора обумовлена намаганням покращити її гармонічний склад при регулюванні.

8.7 Резонансні автономні інвертори

АІР зазвичай виконують однофазними (переважно за мостовою схемою) з використанням тиристорів. Конденсатор у таких інверторах може підключатися до навантаження або паралельно або послідовно; в залежності від способу підключення розрізняють *паралельні* та *послідовні*

АІР. Перебіг процесів у АІР характеризується коливальним (резонансним) перезарядом конденсатора у колі з індуктивністю, в яку може входити індуктивність навантаження.

Схему паралельного АІР показано на рис 8.13,а. Індуктивність L_d і ємність C розраховують так, щоб за вмикання пари перехресних тиристорів ($VS1$, $VS2$ або $VS3$, $VS4$) процес перезаряду конденсатора мав коливальний характер і закінчувався протягом півперіоду. В результаті струм інвертора має форму двополярних імпульсів у вигляді напівхвиль синусоїди, а вхідний струм i_d стає переривчастим. Якщо паузи між закінченням проходження струму через одну пару тиристорів і моментом вмикання другої пари тиристорів малі або рівні нулю, то напруга на навантаженні близька до синусоїди.

На практиці в АІР частіше використовують послідовне або послідовно-паралельне підключення конденсатора. Простішу схему послідовного АІР зображено на рис 8.21,а. Вона складається з інверторного моста на тиристорах $VS1$ - $VS4$ і послідовно ввімкнених у його діагональ конденсатора C , навантаження Z_H і додаткового дроселя L . Реактивні елементи C , L , L_H утворюють резонансний контур з частотою власних коливань

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{(L + L_H)C}}.$$

У даному АІР частота f_0 пов'язана з частотою f слідування імпульсів керування тиристорів (тобто вихідною частотою інвертора) співвідношенням $f_0 > f$.

Крива струму навантаження формується шляхом почергового вмикання тиристорних пар $VS1$, $VS2$ та $VS3$, $VS4$, що підключають діагональ моста, тобто резонансний контур, до джерела живлення. Кожна

комутація тиристорних пар спричинює коливальний процес перезаряду конденсатора з частотою f_0 , який визначає форму кривої i_H . Часові діаграми на рис 8.21,б ілюструють перебіг процесів у даному АІР.

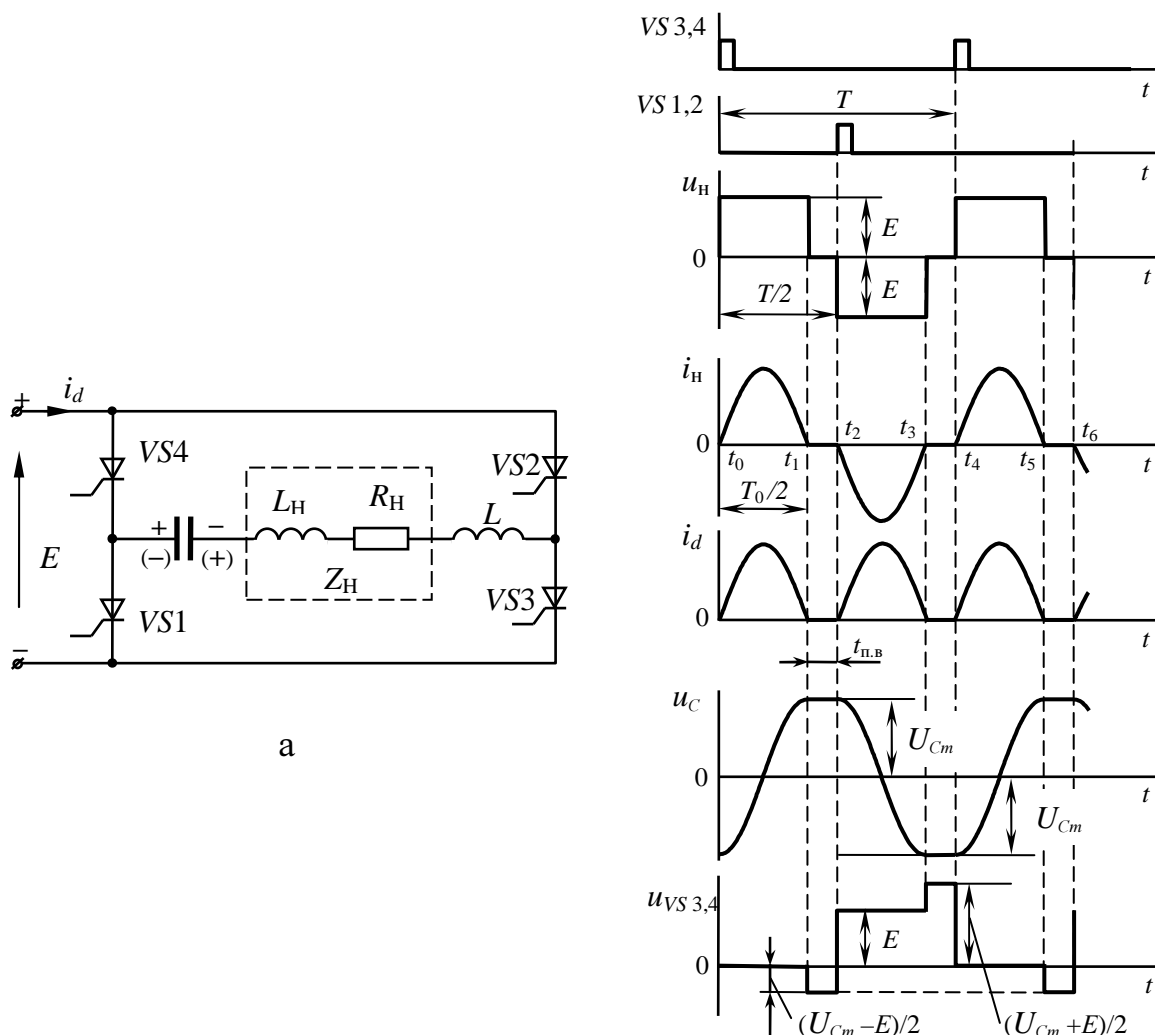


Рис. 8.21

б

У момент t_0 керуючими імпульсами відкривають тиристорну пару VS3, VS4. Конденсатор, попередньо заряджений до напруги $u_C = U_{Cm}$ з полярністю, показаною на його обкладках у дужках, перезаряджається по контуру: «+»E джерела живлення – VS4 – C – навантаження – дросель L – VS3 – «-»E. Тривалість $t_0 - t_1$ перезарядного процесу конденсатора дорівнює половині періоду власних коливань резонансного контуру

$T_0/2 = 1/(2f_0)$ і визначає тривалість відкритого стану тиристорів VS3, VS4. За співвідношення частот $f_0 > f$ коливальний процес перезаряду конденсатора з близькою до синусоїдного закону зміною струму навантаження закінчується раніше, ніж відкривається чергова пара тиристорів VS1, VS2. У кривих струму навантаження i_H та струму i_d джерела живлення утворюється пауза $t_1 - t_2$ потрібна для закриття пари тиристорів VS3, VS4, які відпрацювали, перед вмиканням чергової пари VS1, VS2. По завершенню перезаряду конденсатора напруга на ньому має значення $u_C = U_{Cm}$ і полярність, показану на обкла�дках без дужок. Оскільки $U_{Cm} > E$, то до тиристорів VS3, VS4 прикладена зворотна напруга, яка дорівнює $(U_{Cm} - E)/2$. Потрібна для їхнього закриття тривалість зворотної напруги пов'язана з частотами f_0 і f умовою:

$$t_{пв} = \frac{1}{2f} - \frac{1}{2f_0} \geq k t_{вим},$$

де $t_{пв}$ – час, який надається тиристорі для поновлення запірних властивостей; $k = 1,2 \div 1,5$ – коефіцієнт запасу; $t_{вим}$ – час вимикання тиристора (вказується у паспорті).

У момент t_2 відкривають тиристорну пару VS1, VS2 і починається черговий перезаряд конденсатора з аналогічним перебігом процесів.

У схемі на рис. 8.21,а умови для закриття тиристорів, що проводили струм, створюються під час пауз у кривій i_H струму навантаження. Зі збільшенням частоти тривалість струмових пауз зростає і вони становлять значну частину періоду кривої i_H . Внаслідок зменшується потужність, яку інвертор віддає у навантаження, а форма кривої струму i_H суттєво відрізняється від синусоїди. Для покращення показників інвертора при переході в область підвищених частот схему на рис. 8.21,а доповнюють зворотними діодами (рис. 8.22).

Особливість перебігу процесів у схемі зі зворотними діодами полягає у тому, що кожний такт вмикань тиристорної пари $VS1, VS2$ або $VS3, VS4$ супроводжується формуванням двох напівхвиль кривої струму навантаження. Перша напівхвиля обумовлена коливальним процесом перезаряду конденсатора від джерела живлення через відкриті тиристори, а друга – процесом зворотного перезаряду конденсатора через паралельні цим тиристорам зворотні діоди. Під час формування другої напівхвилі кривої i_H створюються умови для закриття пари тиристорів, які проводили струм.

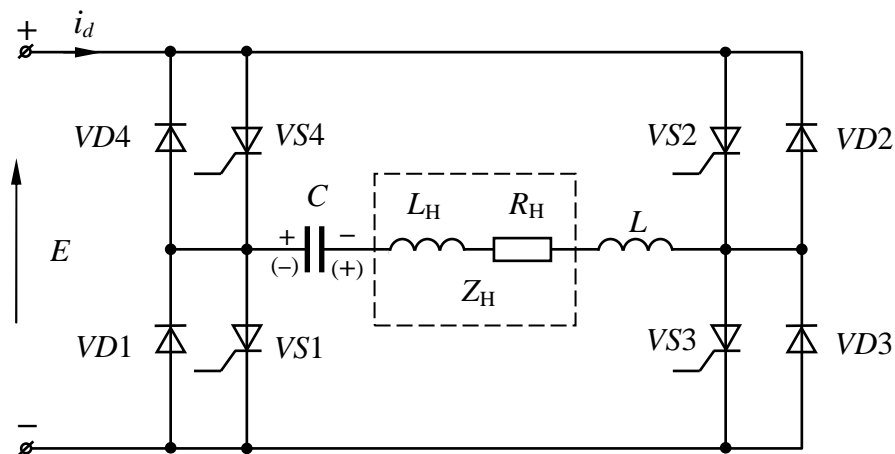


Рис. 8.22

Співвідношення між частотою власних коливань f_0 резонансного контуру і вихідною частотою f інвертора визначає режим роботи такого інвертора: 1) струм навантаження переривчастий ($f_0 > 2f$), 2) струм навантаження неперервний ($f_0 < 2f$).

Режим роботи з переривчастим струмом навантаження ілюструють часові діаграми на рис. 8.23,а. У момент t_0 керуючими імпульсами вмикають тиристори $VS3, VS4$ і протягом часу $t_0 - t_1$ формується перша

напівхвиля струму i_H так само, як у розглянутій схемі без діодів (рис. 8.21,а). У момент t_1 коливальний процес перезаряду конденсатора через тиристори $VS3$, $VS4$ завершується: струми тиристорів і навантаження спадають до нуля, напруга на конденсаторі досягає максимального значення $u_C = U_{Cm}$ (полярність позначена на обклашках без дужок). За відсутності діодів момент t_1 є початком паузи у кривій струму i_H (рис. 8.21,б). У даній схемі з діодами з моменту t_1 починається формування другої напівхвилі струму навантаження. Оскільки $U_{Cm} > E$, друга напівхвиля відповідає зворотному коливальному перезаряду конденсатора через діоди $VD3$, $VD4$, які відкриті прямою напругою $(U_{Cm} - E)/2$. Струм навантаження замикається по колу: «+» $C - VD4 - \text{джерело } E - VD3 - \text{дросьль } L - \text{навантаження} - \text{«-» } C$. Процес продовжується в інтервалі $t_1 - t_2$, протягом якого енергія, накопичена у конденсаторі, віддається у коло джерела живлення і навантаження. До тиристорів $VS3$, $VS4$ прикладена незначна зворотна напруга, обумовлена спадом напруги на діодах $(0,8 \div 1,2B)$ від проходження струму i_H . У момент t_2 коливальний процес зворотного перезаряду конденсатора закінчується: струми діодів $VD3$, $VD4$ і навантаження зменшуються до нуля, діоди закриваються, напруга на конденсаторі спадає до рівня $u_C < E$. (полярність позначена на обклашках у дужках). З моменту t_2 починається пауза тривалістю $t_2 - t_3$. Під час паузи $i_H = 0$, напруга на конденсаторі залишається незмінною, до тиристорів $VS3$, $VS4$ прикладена напруга $(E - u_C)/2$ у прямому напрямку.

У момент t_3 вмикають тиристори $VS1$, $VS2$ і відбуваються аналогічні процеси перезаряду конденсатора: на інтервалі $t_3 - t_4$ – через відкриті тиристори $VS1$, $VS2$, на інтервалі $t_4 - t_5$ – через діоди $VD1$, $VD2$. Далі процеси повторюються.

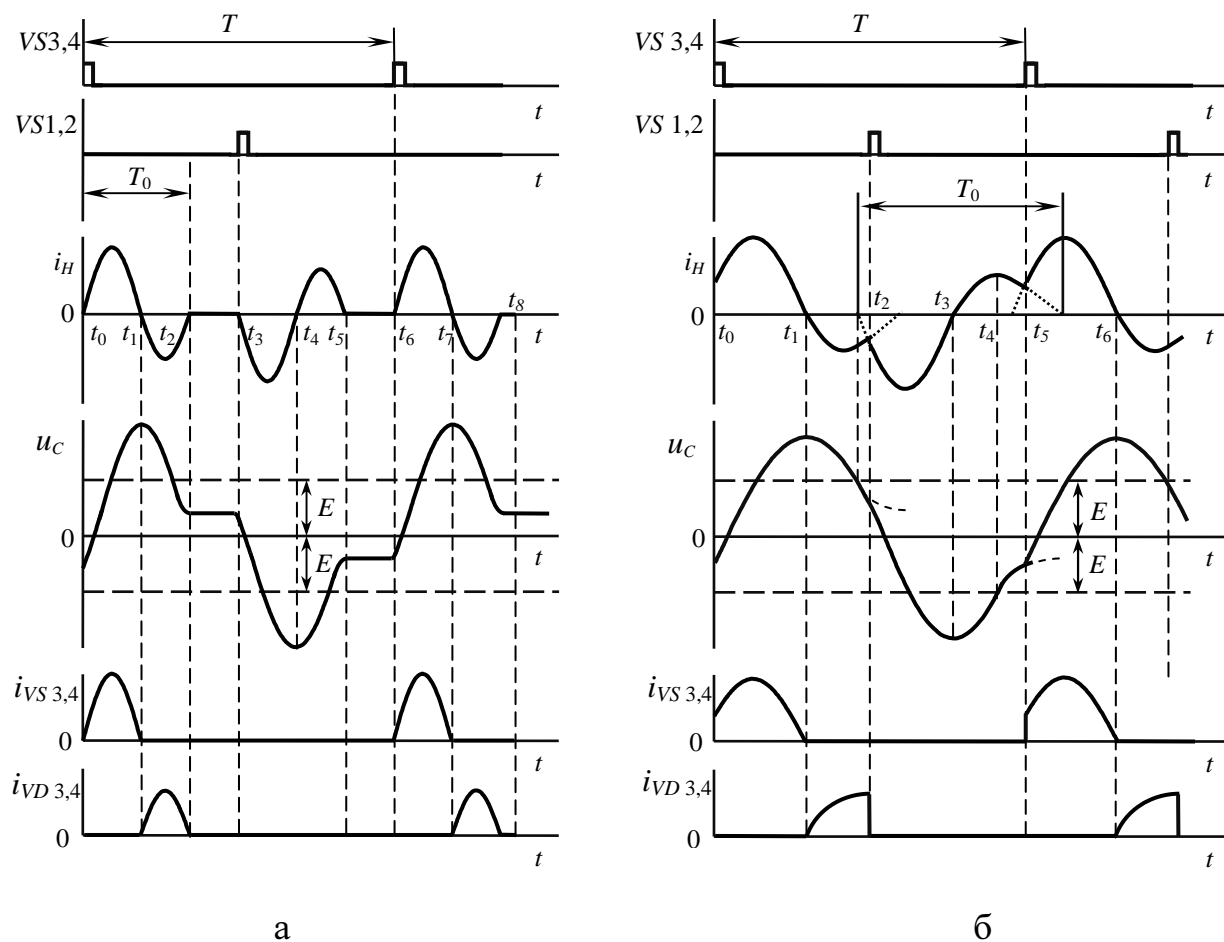


Рис. 8.23

Режим неперервного струму навантаження ілюструють часові діаграми на рис. 8.23,б. У такому режимі чергове вмикання пари тиристорів $VS1, VS2$ або $VS3, VS4$ здійснюють до завершення перезаряду конденсатора у колі зі зворотними діодами, тому криві струму навантаження і напруги на конденсаторі наближаються за формою до синусоїди. Необхідні умови для запирання тиристорів по закінченню інтервалу їхньої провідності утворюються у процесі формування кривої i_H коли струм проводять зворотні діоди.

Зовнішні характеристики AIP

Зовнішні характеристики $U_H = f(I_H)$ за незмінної напруги живлення E для різних значень $\cos \varphi_H$ активно-індуктивного навантаження зображено на рис. 8.24.

З наведених характеристик випливає, що за умови $E = \text{const}$ вихідна напруга залежить тільки від значення $\cos \varphi_H = R_H / \sqrt{R_H^2 + \omega^2 L_H^2}$. Зменшення $\cos \varphi_H$ призводить до підвищення вихідної напруги і навпаки. Низхідний характер реальних вихідних характеристик за фіксованих значень $\cos \varphi_H$ пояснюється залежністю $E = f(I_d)$, а також спадом напруги на вентилях і активному опорі дроселя.

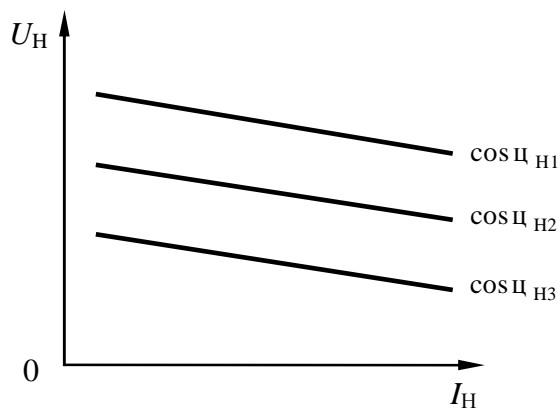


Рис. 8.24

Важливою особливістю АІР порівняно з АІС та АІН є його спроможність функціонувати у випадку короткого замикання навантаження. Однак струм інвертора, обмежений сумарним активним опором дроселя, проводів, а також спадом напруги на вентилях, може стати надмірно великим.

Робота АІР у режимі неробочого ходу (відключення навантаження) неможлива, оскільки у такому випадку припиняється формування кривої вихідної напруги (струму).

ЛІТЕРАТУРА

1. Щерба А.А., Поворознюк Н.І. Електротехніка. Частина І. Електричні кола.: Посібник для студентів вищих навчальних закладів. – Київ: ТОВ "Лазурит-Поліграф", 2011. – 384 с., [§ 1.3, § 1.4.5].
2. Теоретичні основи електротехніки: Підручник: у 3-х т./ Бойко В.С., Бойко В.В, Видолоб Ю.Ф. та ін.; за заг. ред. І.М. Чиженка, В.С. Бойка. Т1. Усталені режими лінійних електричних кіл із зосередженими параметрами. – К.: ІВЦ Видавництво «Політехніка», 2004. – 272 с., [§ 1.7, § 5.4.1].
3. Петренко І.А. Основи електротехніки та електроніки: Навч. посібник для дистанційного навчання: у 2 ч. – Ч.1: Основи електротехніки. – К.: Університет «Україна», 2006. – 411с., [§ 1.9].
4. Електротехніка. ТЕ-1. Електричні та магнітні кола за постійних струмів [Електронний ресурс]: дистанційний курс / А. А. Щерба, І. А. Петренко, І. А. Курило, Г. І. Сторожилова, В. С. Бойко, А. А. Шуляк, І. Н. Намацалюк – 54,24 авт.арк., 22,3 Мб. – Київ: УПТО НТУУ «КПІ», сертифікат НППМ № 2542, 2012. – Лекція 1, § 1.3. Основні закони електричних кіл; Практичне заняття 1, задача 1.2; Лекція 3, § 3.1. Метод струмів та напруг кола. Режим доступу до курсу: <http://udec.ntu-kpi.kiev.ua/moodle/course/view.php?id=253>.
5. Нейман Л. Р., Демирчян К. С. Теоретические основы электротехники. - Л.: Энергоиздат, 1981, т. 2. - 415 с.
6. Зевеке Г. В., Ионкин П. А., Нетушил А. В., Страхов С. В. Основы теории цепей. - М.: Энергия, 1975. - 752 с.
7. Перетворювальні пристрої: метод. вказ. / В.П. Грудська, О.М. Скринник. – К.: ВПК Політехніка, 2010. – 85 с.
8. Корощенко О.В., Денник В.Ф., Журавель О.А. Теоретичні основи електротехніки. Збірник задач. Збірник задач.: Навчальний посібник. – Донецьк: ДВНЗ «ДонНТУ», 2012. – 673 с., [§ 2.4, § 2.7, § 3.3].

ЗМІСТ

Вступ	3
РОЗДІЛ 1. Загальні відомості про випрямні пристрої	3
1.1.Класифікація випрямлячів	3
1.2.Види навантаження	4
1.3.Структурна схема випрямляча	5
1.4.Основні електричні параметри випрямлячів	6
1.5.Методика аналізу процесів у випрямлячах	8
РОЗДІЛ 2. Однофазні випрямлячі	9
2.1.Однофазний однопівперіодний випрямляч	9
2.2.Однофазний двопівперіодний випрямляч з нульовим виводом трансформатора	13
2.3.Однофазний мостовий випрямляч	18
РОЗДІЛ 3. Трифазні випрямлячі	24
3.1.Трифазний випрямляч з нульовим проводом	24
3.2.Трифазний мостовий випрямляч	30
РОЗДІЛ 4. Згладжувальні фільтри	37
4.1.Класифікація згладжувальних фільтрів	37
4.2.Основні параметри згладжувальних фільтрів	38
РОЗДІЛ 5. Зовнішні характеристики некерованих випрямлячів	51
РОЗДІЛ 6. Керовані випрямлячі	55
РОЗДІЛ 7. Стабілізатори напруги	60
РОЗДІЛ 8. Інвертори	72
8.1. Загальні відомості про інвертори	72
8.2. Інвертори, ведені мережею (або ведені інвертори)	74
8.3. Тиристорні перетворювачі для електроприводу постійного струму	81

8.4. Автономні інвертори струму	89
8.5. Автономні інвертори напруги	96
8.6. Широтно-імпульсний спосіб формування і регулювання вихідної напруги АІН	103
8.7. Резонансні автономні інвертори	109